

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Meta-antena de alta ganancia con polarización circular basada en tecnología GW a frecuencias milimétricas



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: María Ruiz Fernández de Arcaya

Tutor: Dr. Miguel Beruete Díaz

Pamplona, 11 de junio 2021

upna

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a Miguel Beruete mi tutor en este proyecto toda su implicación durante estos meses tan complicados. Su ayuda y motivación han hecho que esto sea posible. También quería agradecer a los profesores que me han motivado a lo largo de la carrera y han hecho que no pierda las ganas de seguir aprendiendo y formándome en lo que me gusta.

También, agradecer a mis compañeros de carrera con los que sin su ayuda y compañía estos años hubiesen sido mucho más difíciles y aburridos.

Por último, a mi familia y amigas ya que su amor y apoyo incondicional ha hecho que todo sea más fácil y en especial a mi madre por hacer que siempre quiera sacar lo mejor de mí.

Tabla de contenido

CAPÍTULO 0: RESUMEN Y OBJETIVOS	5
<i>Resumen</i>	5
<i>Abstract</i>	5
<i>Listado de palabras clave</i>	5
<i>Objetivo del trabajo</i>	6
1. CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	8
1.1. Ondas milimétricas y 5G	8
1.2. Tecnología RGW	9
1.2.1. Motivación	9
1.2.2. Definiciones y estado del arte	9
1.3. Metasuperficies	12
1.3.1. Motivación	12
1.3.2. Definiciones y estado del arte	14
2. CAPÍTULO 2: MATERIAL Y MÉTODOS	16
2.1. CST Studio Suite	16
2.1.1. Introducción a CST	16
2.1.2. Parámetros/configuraciones de simulación utilizados	19
2.2. Python	22
2.2.1. Introducción a Python	22
2.2.2. Librerías utilizadas	23
2.2.3. Implementación Python + CST	23
3. CAPÍTULO 3: RESULTADOS Y DISCUSIÓN	27
3.1. Antenas	27
3.1.1. Celda unidad	28
3.1.2. Adaptación alimentación	30
3.1.3. Antenas (D, DH, DHG)	33
3.2. Metalente PB	40
3.2.1. Celda unidad	41
3.2.2. Perfil de fase	42
3.3. Sistemas metalente-antena	43
4. CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES	47
5. CAPÍTULO 5: LINEAS FUTURAS	47
6. ANEXOS	48
6.1. Conceptos básicos antenas	48

6.1.1. Polarización circular y Axial Ratio	48
6.1.2. Ganancia	50
6.1.3. Parámetros S	51
6.2. Estructuras periódicas	53
7. BIBLIOGRAFÍA.....	57

CAPITULO 0: RESUMEN Y OBJETIVOS

Resumen

En este documento se exponen los métodos y resultados obtenidos a lo largo del periodo de realización del presente trabajo fin de grado. Consiste en el acoplo de una antena de tecnología RGW con polarización circular y frecuencia de trabajo 64 GHz con una metalente PB que trabaja a 87 GHz. Para ello se ha realizado el rediseño de tres modelos distintos de las antenas a implementar con los que se obtienen diferentes ganancias.

Primero, se ha tenido que estudiar el comportamiento de los postes metálicos que componen la estructura RGW a nivel de celda unidad para obtener las dimensiones adecuadas. Una vez conseguidas, se ha analizado la adaptación del dispositivo y por último se han aplicado las modificaciones necesarias para obtener unos buenos resultados. Por otro lado, se ha realizado un estudio sobre el comportamiento de la celda unidad que compone la metalente PB y se ha obtenido su perfil de fase. Para finalizar, se han analizado los resultados obtenidos tras el acoplo de la antena con la metalente. Todo ello se ha realizado con el software de simulación electromagnética CST Studio Suite® y el tratamiento y análisis de los datos mediante Python.

Abstract

This document presents the methods and results obtained throughout the period of completion of this final degree project. It consists in the coupling of a RGW technology antenna with circular polarization and 64 GHz working frequency with a PB metalens that works at 87 GHz. For this, a redesign of three different models of the antennas to be implemented has been carried out with which different gains are obtained.

First, the behaviour of the metallic pins that compose the RGW structure has been studied at the unit cell level in order to obtain the appropriate dimensions. Once these have been achieved, the impedance matching of the device has been analysed and finally, the necessary modifications have been applied to obtain good results. In addition, a study on the behaviour of the unit cell that composes the PB metalens has been carried out and its phase profile has been obtained. Finally, the results obtained after coupling the antenna and the metalens have been analysed. All this has been carried out with the electromagnetic simulation software CST Studio Suite® and data processing and analysis using Python.

Listado de palabras clave

Ondas milimétricas, tecnología RGW, Axial Ratio, Polarización Circular, metasuperficie, celda unidad, metalente, fase Pancharatnam-Berry.

Objetivo del trabajo

El objeto principal de este proyecto es acoplar tres antenas diseñadas en la UPNA, presentadas en [1], con la metalente Pancharatnam-Berry demostrada en [2] que haga que su directividad aumente y por tanto mejore sus prestaciones.

Se trata de tres antenas de ganancia media con polarización circular basadas en tecnología Gap Waveguide (GW). Los tres diseños comparten la estructura inferior que contiene la parte de alimentación de la antenna y donde se encuentra la estructura basada en Ridge Gap Waveguide (RGW) que guían la alimentación por el 'ridge' hasta acabar en los dos brazos que generan la polarización circular. Estos brazos tienen una diferencia de longitud de aproximadamente $\lambda/4$ teniendo en cuenta que $\lambda = c/f$ donde $c = 3 \times 10^8$ m/s y $f = 63.5$ GHz. La parte superior es lo que diferencia a los 3 diseños. Está formada por una tapa con una cavidad que en el primer diseño tiene forma de diamante y que va aumentando su complejidad en los otros dos. La primera es la antena diamond (D). En la siguiente se implementa una estructura que ensancha la cavidad de forma progresiva simulando una antena de bocina y es la diamond-horn (DH). El último diseño llamado diamond-horn-groove (DHG) se parte del diseño anterior y se introduce en una cavidad circular para aumentar la ganancia. En la figura 1 se pueden ver las antenas.

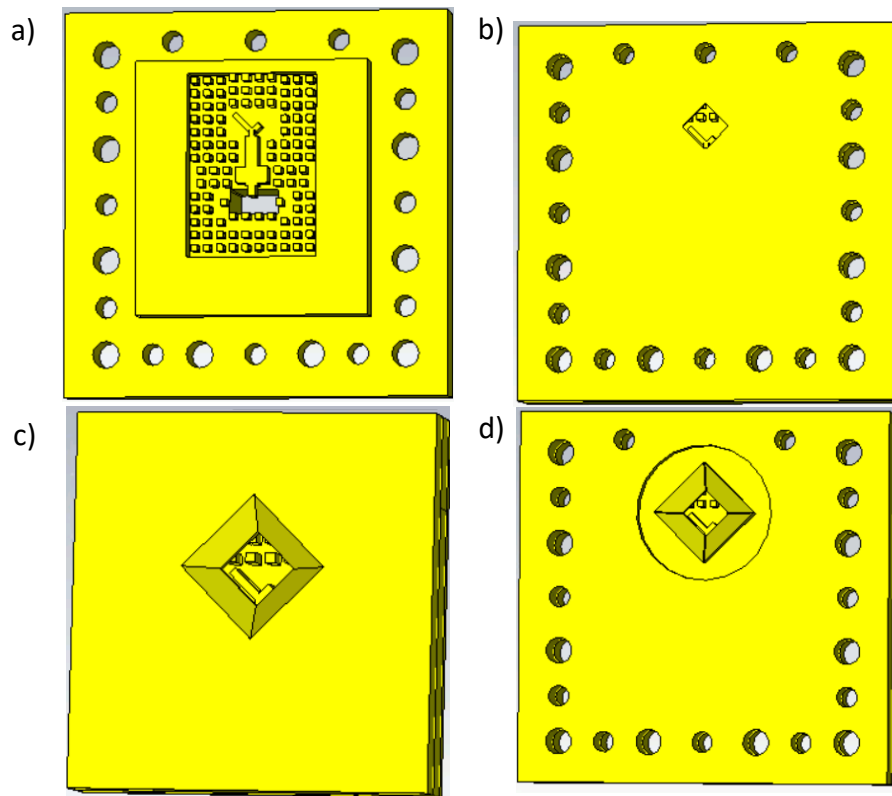


Figura 1. a) Estructura inferior donde se encuentra la alimentación de la antenna y los brazos que generan la polarización circular. b) Parte superior de la antena D. c) Parte superior antena DH. d) Parte superior antena DHG.

Concretamente se requiere pasar de una frecuencia de trabajo en torno a los 64 GHz con ancho de banda de 11.49% limitado por el Axial Ratio, para poder trabajar a la frecuencia de trabajo de la metalente que son 87 GHz.

Para lograr el objetivo, la primera tarea será asegurar que hay buena adaptación en las antenas en la nueva banda de frecuencias y para ello se usará la técnica 'back-to-back' que se explicará más adelante. A continuación, se pasará a trabajar con las antenas. Esto implica que se harán las modificaciones necesarias respecto al diseño original para conseguir un correcto funcionamiento. Todos los diseños se harán con el software de simulación electromagnética CST Studio Suite®.

En cuanto a la metalente, se caracterizará su curva a partir de la celda unidad para poder obtener su perfil de fase. Una vez completado el diseño se acoplarán ambos dispositivos para ver su respuesta.

1. CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Ondas milimétricas y 5G

Es evidente que el uso de aparatos inalámbricos ha aumentado significativamente a lo largo de la última década y más aún el volumen de datos que se puede (y se requiere) manejar con ellos. La demanda por parte de usuarios y empresas a la hora de tener dispositivos conectados está creciendo y no va a dejar de hacerlo en los próximos años y con ello, la saturación del espectro de microondas. Llegados a este punto, hay que plantear tecnologías que puedan adaptarse a esta gran demanda y se trasladen a otras bandas de frecuencias en las que aún no hay tanta contaminación electromagnética. Por ello, es por lo que cada vez la investigación en diferentes sectores está centrada en hacer dispositivos que trabajen a bandas de frecuencias superiores como las bandas de las ondas milimétricas (30 GHz a 300 GHz) o los terahercios (100 GHz a 10 THz).

Además, el auge del 5G y tecnologías como IoT (Internet of Things) hacen que sea necesario no solo más espacio libre en el espectro electromagnético, sino un mayor ancho de banda para poder aumentar la velocidad de transmisión. De hecho, se espera que el 5G llegue a velocidades de 10 Gbps lo que significa tener un aumento de 2 órdenes de magnitud respecto a la velocidad máxima del 4G que se encuentra en 100 Mbps. En la figura 1.1 se puede ver cómo ha ido evolucionando la capacidad de transmisión de los diferentes estándares de comunicaciones móviles a lo largo de la última década.

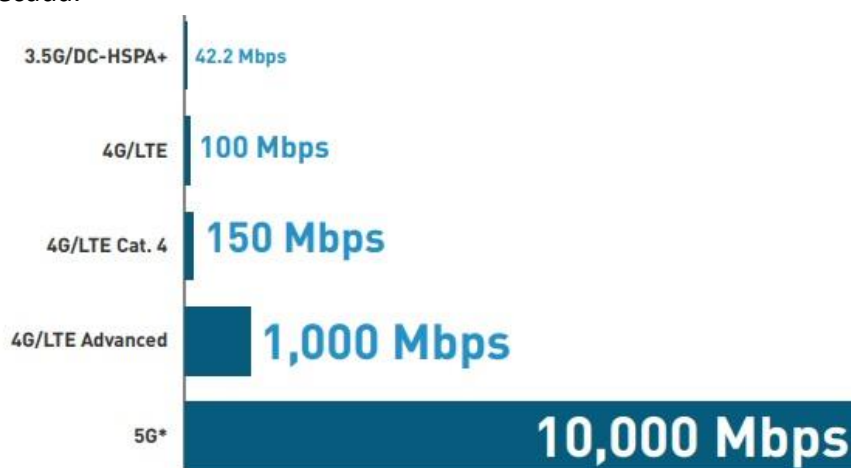


Figura 1.1. Representación del aumento de la capacidad de transmisión de datos desde el 3.5G al 5G. [3]

En [4] da una idea básica sobre el cambio que esto va a suponer en distintos entornos. Por un lado, para los usuarios tanto en el ámbito del ocio con, por ejemplo, los videojuegos de realidad aumentada, como en lo personal con los dispositivos inteligentes que cada vez tienen más importancia en el día a día. Otro ejemplo sería el de la industria mediante la posibilidad de crear redes para interconectar maquinaria o incluso estructuras. Incluso, se pueden encontrar

aplicaciones en el sector de la medicina ya que la baja latencia de las redes 5G hace posible un mayor uso de los robots médicos y su automatización [5].

Sin embargo, al trabajar a frecuencias tan altas con los elementos comunes de radiofrecuencia (RF) surgen problemas. En los siguientes apartados se van a exponer distintas tecnologías que surgen como solución y que se han utilizado para el desarrollo del proyecto.

1.2. Tecnología RGW

1.2.1. Motivación

En cuanto a la tecnología, los dispositivos RF convencionales tales como las guías de onda rectangulares y componentes en tecnología planar como stripline o microstrip son la forma idónea de tener un correcto funcionamiento con diseños relativamente sencillos. Sin embargo, son varios los inconvenientes que podemos tener cuando estamos trabajando a frecuencias a partir de 30GHz.

Una de las ventajas de las guías de onda rectangulares son las pocas pérdidas que introducen. Su proceso de fabricación está basado en la unión de los bloques que forman la guía. Durante este proceso, el ensamblado entre las piezas tiene que garantizar un buen contacto eléctrico. A pesar de ser un proceso costoso, no suponía ningún problema hasta el momento debido al buen funcionamiento de las diferentes técnicas de fabricación establecidas. Para operar a frecuencias de ondas milimétricas, las dimensiones decrecen significativamente y esto hace que el proceso de unión requiera más precisión lo que implica mayor complejidad. Si esta unión no es correcta las pérdidas serán muy significativas y hace que no sea buena opción su escalado si se quiere trabajar a frecuencias más altas. Otras tecnologías como la microstrip que es una opción robusta y de bajo coste, tampoco sirven ya que los materiales dieléctricos que forman el sustrato de estos componentes tienen unas pérdidas que aumentan a medida que lo hace la frecuencia. Es por eso, que era necesario el desarrollo de una nueva tecnología que se adapte a estas frecuencias como podemos ver en [6].

Las guías de tecnología GW salvan todos estos problemas con un diseño relativamente sencillo y que no presenta apenas pérdidas ya que son completamente metálicas haciendo que el proceso de fabricación sea más simple. Además, se pueden adaptar a diferentes tipos de superficies.

1.2.2. Definiciones y estado del arte

La idea en la que se basa la tecnología GW nacida en 2008, es controlar la propagación de ondas electromagnéticas mediante dos placas paralelas separadas cierta distancia [7]. Si estas placas son modeladas como conductores eléctricos perfectos (PEC por sus siglas en inglés) siempre podrá haber propagación independientemente de la distancia de separación entre las dos placas debido a que existe una solución para las ecuaciones de Maxwell bajo estas condiciones de contorno. En

cambio, si una de las dos placas es reemplazada por un conductor magnético perfecto (PMC por sus siglas en inglés) y tienen una separación menor a $\lambda/4$ no podrá haber propagación electromagnética. Sabiendo esto, es fácil imaginar que se podría dirigir la propagación de una onda si se combinan estas dos ideas. Habría que poner un PEC a una distancia menor que $\lambda/4$ de un PMC donde se ha introducido una sección de PEC en el medio de la placa tal y como se puede ver en la figura 1.2. De esta manera se tendría la onda confinada, guiada a través de la sección descrita por el PEC.

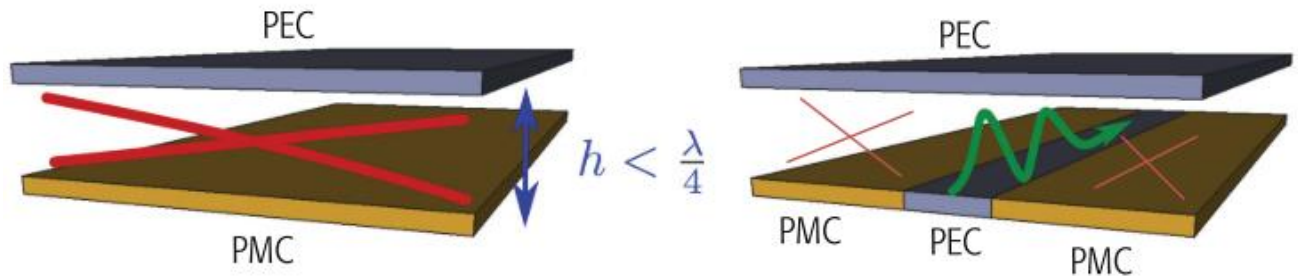


Figura 1.2 Esquema de los principios de propagación entre Perfect Magnetic Conductor (PMC) y Perfect Electric Conductor (PEC). A la izquierda representación de situación en la que no existe propagación. A la derecha se representa el guiado de la onda gracias a la combinación de estos materiales. [5]

El problema ante esta solución es que no existen conductores magnéticos perfectos en la naturaleza, pero se pueden sintetizar utilizando metamateriales. Estos son materiales fabricados por el ser humano basados en estructuras periódicas para que adquieran ciertas características que no se pueden encontrar en los materiales convencionales. Se hablará de este tema con mayor detalle en el siguiente apartado, pero por el momento lo importante es saber que sí es posible emular un PMC.

Se hace con una estructura (metasuperficie) llamada 'bed of nails'. Su nombre es debido a que consiste en una estructura formada por pilares metálicos dispuestos periódicamente sobre una placa metálica, ver figura 1.3. Con dicha configuración se genera una zona de alta impedancia que emula a un PMC en un cierto intervalo de frecuencias. Dicho comportamiento PMC se traduce en la aparición de una banda de rechazo (stopband) obligando a las ondas a propagarse por la zona central, ver figura 1.3 (b). Los conceptos de stopband y estructuras periódicas se describen en detalle en el Anexo: 6.2. El espacio vacío que se deja, llamado 'groove', es por donde la onda se guía. El modo de propagación en este caso es muy similar al de las guías rectangulares ya que permite la propagación de modos TE/TM, aunque normalmente se utiliza el modo TE_{10} . A esta estructura se denomina Groove Gap Waveguide (GGW).

A partir de esta base se han desarrollado distintas técnicas en las que varía el guiado de la onda. La Ridge Gap Waveguide (RGW) es similar a la anterior, con la diferencia de que en el hueco que dirige la propagación de la onda se inserta un 'ridge' que va a lo largo de toda la placa, figura 1.3(a). Este hace que el espacio de propagación se haga menor y provoca que el modo de propagación sea muy similar al que se tiene en las líneas microstrip convencionales, un modo

cuasi-TEM. Pasa lo mismo con las técnicas combinadas con esta tecnología como la Inverted Microstrip Gap Waveguide y la Microstrip ridge Gap waveguide figura 1.3 (c) y (d).

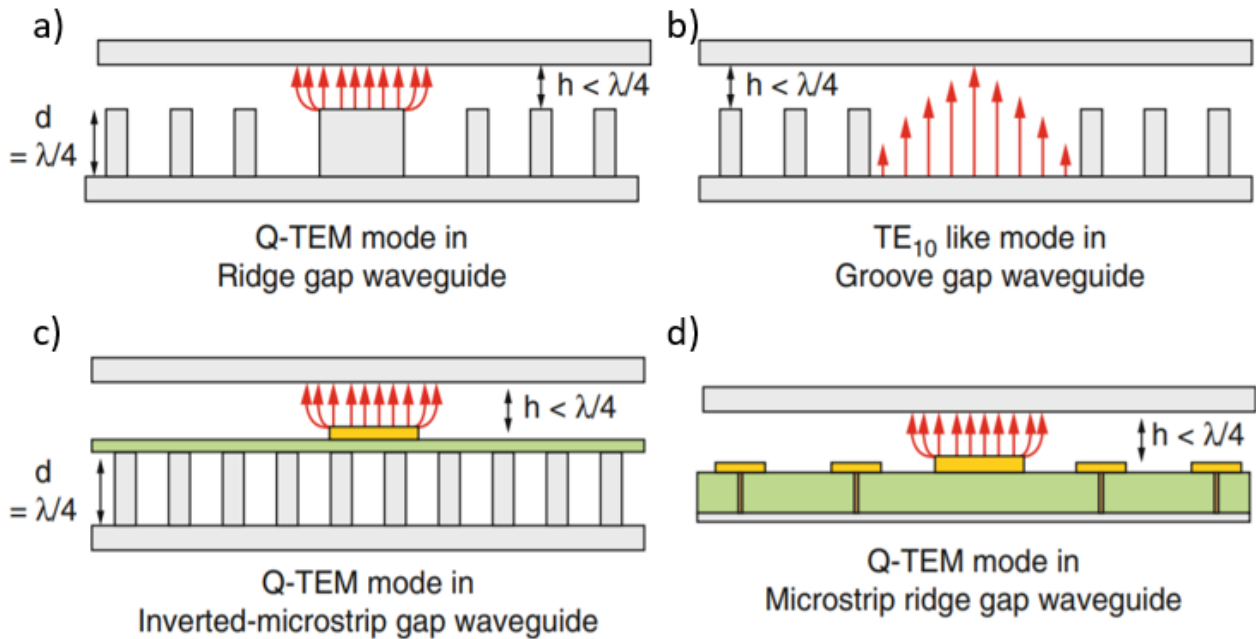


Figura 1.3. Esquema de las cuatro técnicas que se introducen en este capítulo sobre la tecnología Gap Waveguide. Se puede ver cómo hay distintos modos de propagación dependiendo del tipo de estructura de guiado [7]. **a)** RGW dónde se puede observar el guiado a través del ridge. **b)** GGW dónde el guiado se hace a través del espacio denominado Groove. **c)** y **d)** tecnología GW combinada con microstrip.

Para demostrar la validez de estas técnicas en [9] se realizó un estudio detallado de sus características de propagación. Se comparan los resultados obtenidos al medir con un analizador vectorial de redes los parámetros S_{11} y S_{21} de diferentes dispositivos diseñados según las cuatro técnicas que se han mencionado en el párrafo anterior junto con una guía de onda rectangular y líneas microstrip en una banda de frecuencias de 50 a 75 GHz. Una de las conclusiones que se pueden extraer es que las pérdidas de la GGW y de la RGW son comparables a las de la guía de onda rectangular. Las pérdidas de la RGW son algo mayores, pero esto se debe a que, al tener menos espacio para la propagación, la densidad de corriente es mayor en la sección y esto hace que las pérdidas sean mayores. En cambio, la línea microstrip tiene más pérdidas que los modelos basados en GW. Se muestran datos extraídos de dicho estudio en la siguiente tabla:

<i>Prototipo (frecuencia)</i>	<i>Pérdidas simuladas (dB/cm)</i>	<i>Min-max pérdidas medidas (dB/cm)</i>
<i>Guía de onda rect. (50-75 GHz)</i>	<i>0.01</i>	<i>0.03-0.04</i>
<i>Groove gap (50-75 GHz)</i>	<i>0.02</i>	<i>0.03-0.04</i>
<i>Ridge gap (50-75 GHz)</i>	<i>0.04</i>	<i>0.06-0.07</i>
<i>Microstrip line (50-75 GHz) 0.127-0.2mm sustrato</i>	<i>0.23</i>	<i>0.62-0.77</i>
<i>Microstrip-ridge gap (56-68 GHz)</i>	<i>0.08</i>	<i>0.16-0.23</i>
<i>Invert-micro gap (56-72 GHz)</i>	<i>0.09</i>	<i>0.21-0.29</i>

Tabla 1.1. Comparación de las pérdidas en las diferentes tecnologías GW con las técnicas convencionales de guía de onda rectangular y microstrip. Datos extraídos de [8].

El hecho de que no tenga que haber contacto entre las dos placas hace que su proceso de fabricación sea más barato. Esta solución permite tener guías de onda de bajas pérdidas relativamente sencillas de fabricar y con una capacidad de trabajo a frecuencias milimétricas o incluso superiores. Es por esto por lo que las antenas que se han desarrollado en este proyecto se basan en tecnología RGW. Las medidas y parámetros exactos que se han utilizado para poder tener un buen guiado se exponen en el capítulo 3.

1.3. Metasuperficies

1.3.1. Motivación

Los metamateriales son materiales artificiales creados para que tengan un comportamiento electromagnético determinado. El inicio de su desarrollo comenzó con la motivación de poder diseñar materiales con índice de refracción negativo. Esto supone tener un material con permitividad eléctrica ϵ ($N \cdot m^2$) y permeabilidad magnética μ ($T \cdot m \cdot A^{-1}$) ambas negativas. Esta idea que fue teorizada por el físico Victor Veselago en 1968 pero no fue hasta el año 1999 cuando J.B Pendry publica un trabajo [10] donde demuestra que es posible tener una celda unidad con permeabilidad negativa, el Split Ring Resonator (SRR). D. R. Smith en el mismo año lo combina con hilos metálicos y demuestra experimentalmente que es posible tener un medio con índice de refracción negativo [11]. El metamaterial estaba formado por un array en 2-D de la misma celda unidad repetida periódicamente constituida por el SRR y tiras de cobre.

A partir de este momento surgen muchas vías de investigación en torno a los metamateriales en múltiples campos de la física e incluso de la ingeniería ya que se buscaba poder aplicar estas propiedades para crear nuevos dispositivos. Entre ellos podemos destacar algunos como metalentes donde podemos encontrar las lentes que permiten tener un índice gradual (lentes GRIN) negativo, superlentes donde se puede tener una resolución menor a la de una longitud de onda de la luz o hiperlentes que permiten trasladar la proyección de una imagen en campo cercano a campo lejano permitiendo también una resolución mayor [12]. También llamaron la atención dispositivos como capas de invisibilidad. Estas pueden ocultar un volumen electromagnéticamente para una banda de frecuencias estrecha de forma que sea invisible a la radiación incidente tal y como muestran Pendry y Smith en [13].

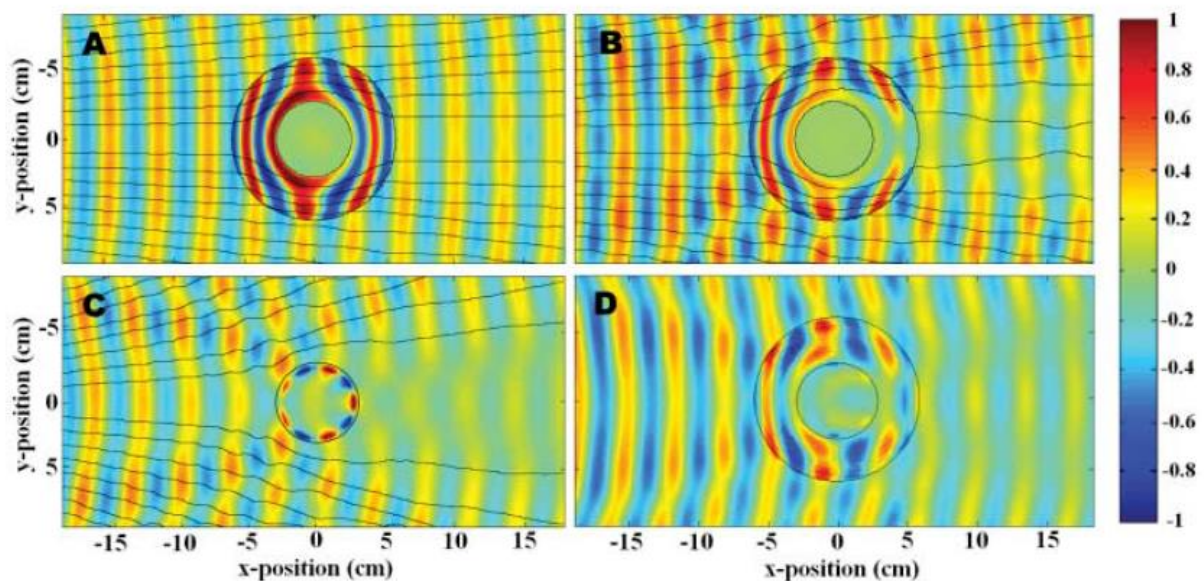


Figura 1.4. Capturas extraídas de [13] donde se observan la distribución del campo eléctrico al incidir sobre el metamaterial diseñado para ser capaz de, en una banda de frecuencias estrecha, comportarse como una capa de invisibilidad.

En la figura 1.4 se muestran unas capturas de los resultados de las simulaciones realizadas en dicho estudio donde se intenta ‘esconder’ un cilindro de cobre. Esto ocurre debido a que gracias a los metamateriales es posible controlar los caminos de propagación de las ondas electromagnéticas. En ese caso el diseño está hecho para que la capa actúe de tal forma que provoque un cambio de dirección para las ondas incidentes. Estas rodean el volumen al encontrarse en su trayectoria diferentes permitividades que provocan este cambio. Esto es debido a que siguiendo el principio de Fermat: el trayecto seguido por la luz al propagarse de un punto a otro es tal que el tiempo empleado en recorrerlo es mínimo y la estructura se ha diseñado de tal manera que dicho principio se cumpla curvando los rayos sin que toquen el objeto que se quiere ocultar.

1.3.2. Definiciones y estado del arte

Un problema inherente a los metamateriales clásicos basados en el apilamiento de varias capas es la presencia de pérdidas óhmicas, debido a que normalmente las estructuras trabajan en resonancia, lo cual conlleva corrientes muy intensas y por tanto valores altos de disipación de potencia. Para paliar esto, se comenzó a reducir el tamaño de las estructuras tratadas hasta llegar a la estructura mínima de una única capa, llamada metasuperficie.

Debido al gran progreso en el campo de las metasuperficies a lo largo de los últimos años, es posible manipular las ondas de diferentes maneras. Entre los dispositivos desarrollados se encuentran diseños más compactos de Quarter Wave Plate y Half Wave Plate (HWP) que manipulan la polarización, metalentes, meta-holografía o convertidores de vórtices ópticos. En [14] explican todos estos fenómenos en detalle pero en este proyecto resulta de mayor interés un tipo de metalente en concreto ya que es en la que se basa la que se requiere implementar.

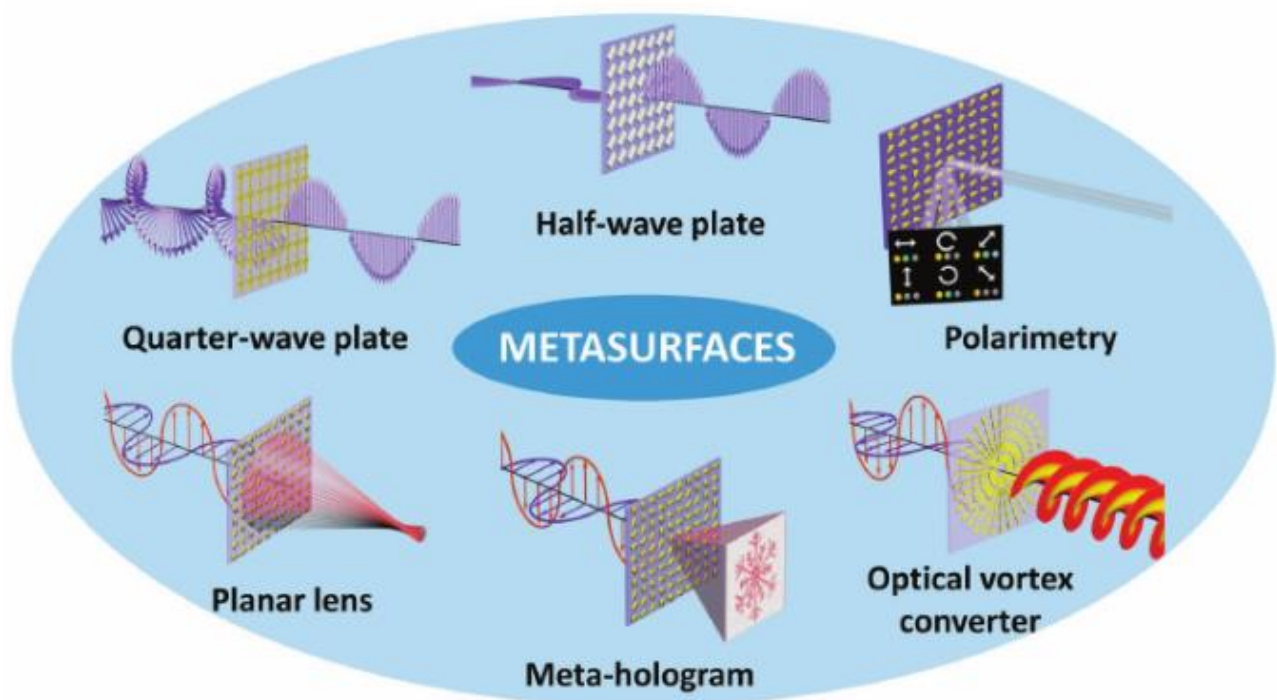


Figura 1.5. Esquema sobre los diferentes tipos de fenómenos que se consiguen gracias a las metasuperficies [14].

Según el principio Pancharatman-Berry cuando una onda con polarización circular incide sobre una celda unidad HWP rotada cierto ángulo θ , esta adquiere una fase de 2θ a la salida. Las metasuperficies Pancharatman-Berry (PB) se basan en este principio para diseñar el perfil de fase espacial de una onda incidente según el ángulo de rotación de las diferentes celdas unidad que forman la metasuperficie. Esto significa que se puede sintetizar cualquier fase y en particular la de una lente.

Para ello, las celdas unidad (que en la jerga de metamateriales/metasuperficies se denominan meta-átomos) deben tener un comportamiento HWP que produce la conversión de la

polarización de una onda incidente. En óptica para conseguir estos efectos se utilizan materiales birrefringentes, es decir con dos índices de refracción distintos. En frecuencias por debajo de los terahercios es difícil encontrar estos materiales ya que la diferencia entre ambos índices debería ser mayor por lo que el HWP es una mejor opción.

Gracias a esto se consigue una metalente de fase. Es decir, de una onda incidente con polarización circular que atraviesa una celda unidad HWP rotada cierto ángulo θ , se obtiene su componente crosspolar con el incremento de fase de 2θ . Es con esta componente crosspolar con la que se consigue el efecto deseado para obtener la metalente de fase.

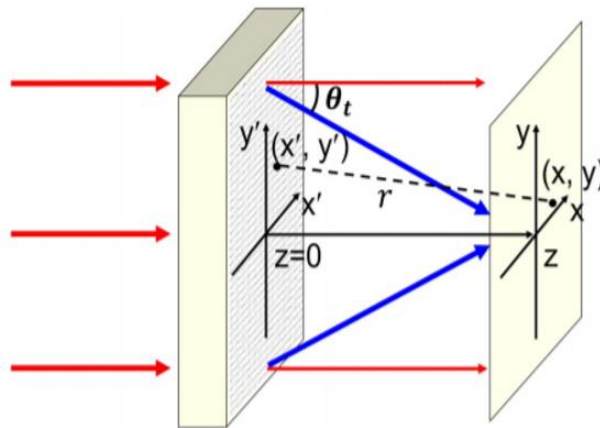


Figura 1.6. Esquema donde se muestra el efecto de la PB Phase Metalens. Se pueden ver las ondas incidentes de color rojo y las componentes cross-polar en azul al atravesar la metalente con la corrección de fase provocando el efecto deseado en $Z = FL$ (Focal Length).

2. CAPÍTULO 2: MATERIAL Y MÉTODOS

En este apartado se van a exponer los materiales y métodos utilizados para poder llevar a cabo el diseño y análisis de datos. Primero se expondrá el software de simulación CST Studio Suite® con el que se han llevado a cabo el diseño y análisis de los componentes. En el segundo apartado, se explicarán las herramientas para el análisis de datos y la automatización de las simulaciones mediante Python.

2.1. CST Studio Suite

2.1.1. Introducción a CST

CST Studio Suite® es un software de análisis electromagnético de alto rendimiento que permite la realización de simulaciones 3D. Es la evolución de MAFIA (solving Maxwell's equations with the Finite Integration Algorithm) que fue comercializado por CST, una empresa derivada de la universidad TU Darmstadt fundada en 1992 para comercializar el método Finite Integration Technique (FIT) inventado originalmente en 1977 por Thomas Weiland. En sus inicios, el software fue desarrollado para utilizarlo en aceleradores de partículas y en 1998 el algoritmo FIT se implementó en CST Microwave Studio que se convirtió en CST Studio Suite en 2005. La empresa de software Dassault Systèmes adquirió CST en 2016 y desde entonces CST Studio Suite es un producto de Simulia.

Como herramienta de diseño electromagnético se utiliza en sectores industriales de telecomunicaciones, defensa, automóvil, aeroespaciales, electrónicos y de instrumentación médica principalmente. Un ejemplo puede ser el diseño de antenas y componentes de radiofrecuencia.

Dentro del software se puede encontrar la herramienta de simulación CST Microwave Studio que permite simulación electromagnética (EM) 3D rápida y precisa para problemas de alta frecuencia en el que podemos encontrar diferentes tipos de módulos de resolución [15]. Estos son:

- Time Domain Solver (TDM)
- Frequency Domain Solver (FDS)
- Eigenmode Solver (ES)
- Integral Equation Solver (IES)
- Multilayer Solver (MS)
- Asymptotic Solver (AS)

Los tres que se han utilizado en este proyecto son:

TDM: Eficiente para la mayoría de las aplicaciones de alta frecuencia como líneas de transmisión, conectores, filtros, o antenas. Existen dos tipos, Transient Solver (TS) y Transmission Line Matrix

Solver (TLM solver). El primero se basa en la técnica FIT. Gracias a la combinación entre la función Perfect Boundary Aproximation (PBA) y la extensión Thin Sheet Technique (TST) es capaz de aumentar la precisión de la simulación notablemente frente a las técnicas que emplean mallado hexaédrico convencional. El TLM Solver en cambio, proporciona resultados precisos de banda ancha y utiliza un algoritmo de mallado muy eficiente basado en un modelo 'octree' que reduce el número de celdas.

FDS: Su tarea principal es calcular los parámetros S y proporcionar los campos electromagnéticos lejanos y cercanos igual que en el (TS). Debido a que cada muestra de frecuencia requiere un nuevo sistema de ecuaciones para ser resuelto, el tiempo de cálculo es directamente proporcional a las muestras. No obstante, existen técnicas para acelerar este proceso. Para la obtención de estos parámetros en una banda de frecuencias se elige de manera adaptativa las frecuencias para las que se calculan y resuelven las ecuaciones de forma que sean un número más reducido. Puede utilizar mallado tanto hexaédrico como tetraédrico, aunque utiliza por defecto el último. Es una buena opción para estructuras fuertemente resonantes ya que se caracterizan por largos tiempos de asentamiento en el dominio del tiempo y para estructuras periódicas.

ES: Calcula las N primeras frecuencias en las que los campos (modos) existen en la estructura y sus correspondientes patrones de campo. Normalmente se utiliza para estructuras altamente resonantes y sin pérdidas, estructuras con condiciones periódicas de contorno o con desplazamiento de fase distinto de cero. Incorpora el Advanced Krylov Subspace method (AKS) y el Jacobi-Davidson method (JDM) que permite elegir una frecuencia de la cual se parte para calcular los modos propios en orden ascendente. Permite elegir mallado tanto tetraédrico como hexaédrico.

Los tipos de mallado que se han utilizado son:

- **Automatic Mesh Generation with Expert System (Hexaedral Mesh):** Determina automáticamente las características importantes de la estructura y crea una malla que se adapte a ella. Representa adecuadamente tanto la estructura como los campos, pero para ciertas zonas es posible configurarlo manualmente. Las líneas de encaje (snapped lines) hacen que se distingan los volúmenes planos y aristas de manera fácil como se puede ver en la figura 2.1.

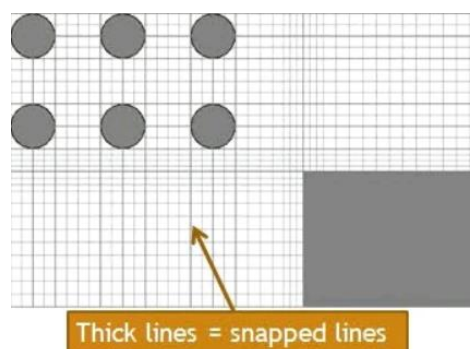


Figura 2.1.1. Ejemplo de Automatic Mesh Generation extraído del manual de ayuda de CST [15].

- **Tetrahedral Mesh:** Este tipo de mallado se basa en los principios de generación de mallas de volumen no estructurado (unstructured volume mesh generation). Requieren mallas consistentes en las interfaces de las diferentes partes para poder establecer correctamente las ecuaciones matriciales. En la figura 2.2 se puede ver un ejemplo de cómo si se crean el mallado de manera independiente para cada bloque puede quedar de manera inconsistente.

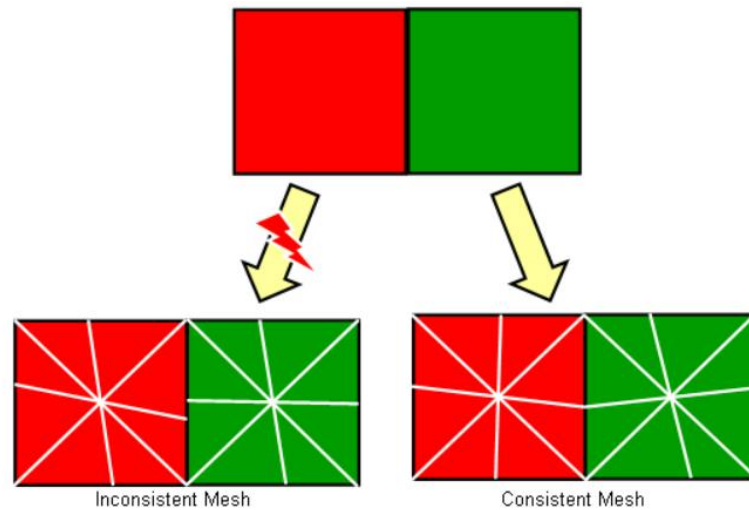


Figura 2.1.2. Comparación entre tener un mallado inconsistente (izquierda) y un mallado consistente (derecha) [15].

La solución utilizada para este problema es crear un modelo de simulación ‘non-manifold’ que convierte las caras coincidentes de dos sólidos en una única cara común de doble cara y se crea la malla de superficie. A partir de esta se puede crear la malla de volumen. En la figura 2.3 vemos el esquema del proceso.

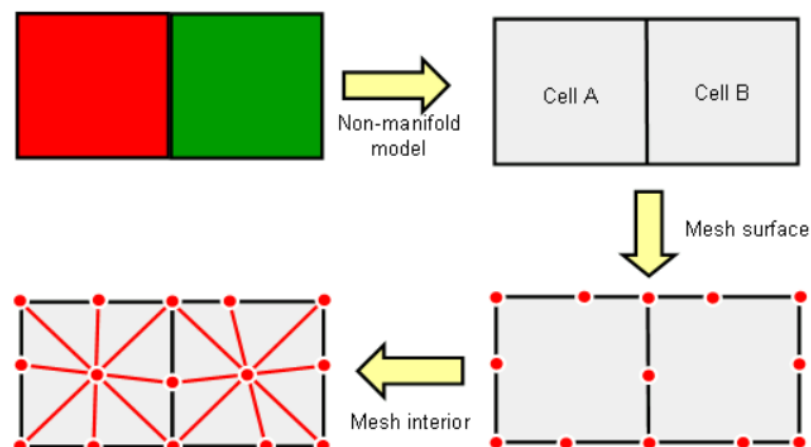


Figura 2.1.3. Esquema del proceso de generación de mallado [15].

2.1.2. Parámetros/configuraciones de simulación utilizados

Para las distintas simulaciones realizadas las unidades globales que se han utilizado son:

- Frecuencia: GHz
- Distancia: mm
- Tiempo: ns
- Temperatura: K

Para todas las configuraciones se establece que el medio en el que se encuentran los dispositivos es el vacío. Esto significa $\epsilon = 1$ y $\mu = 1$.

Configuraciones utilizadas:

Para las tres primeras configuraciones el material que se ha utilizado para definir todos los componentes es aluminio con conductividad eléctrica $3.56 \times 10^7 \text{ S/m}$.

- Celda unidad meta-antenas:

Constituida por los pines metálicos. Se establecen las fronteras de forma que exista periodicidad a lo largo del eje z y planos magnético y eléctrico en los ejes x e y. Se configura la simulación para obtener los dos primeros modos de propagación. Se establece simetría magnética en el plano yz y se fuerza que exista una separación denominada 'gap' entre la parte superior del pin (y_{max}) y la frontera.

- Frequency: 0-100 GHz
- Solver: Eigenmode Solver, Modes = 2, Tetrahedral mesh
- Boundaries: Xmin-max = magnetic ($H_t=0$), Ymin-max = electric ($E_t=0$), Zmin-max=periodic
- Symmetry Planes: YZplane = magnetic ($H_t=0$)

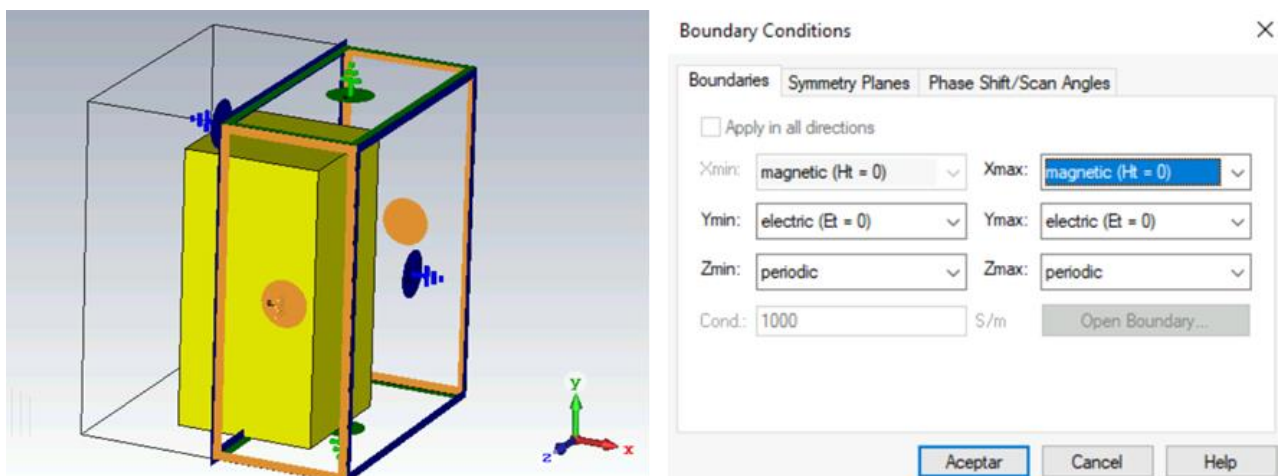


Figura 2.1.4. Configuración de las condiciones de contorno celda unidad de las antenas.

- Back to back:

Condiciones de contorno espacio libre, no se establecen simetrías. Se simula en el tiempo para todos los puertos y modos.

→ Frequency: 75-110

→ Solver: Time Domain Solver, Accuracy=-35 dB, Hexahedral mesh

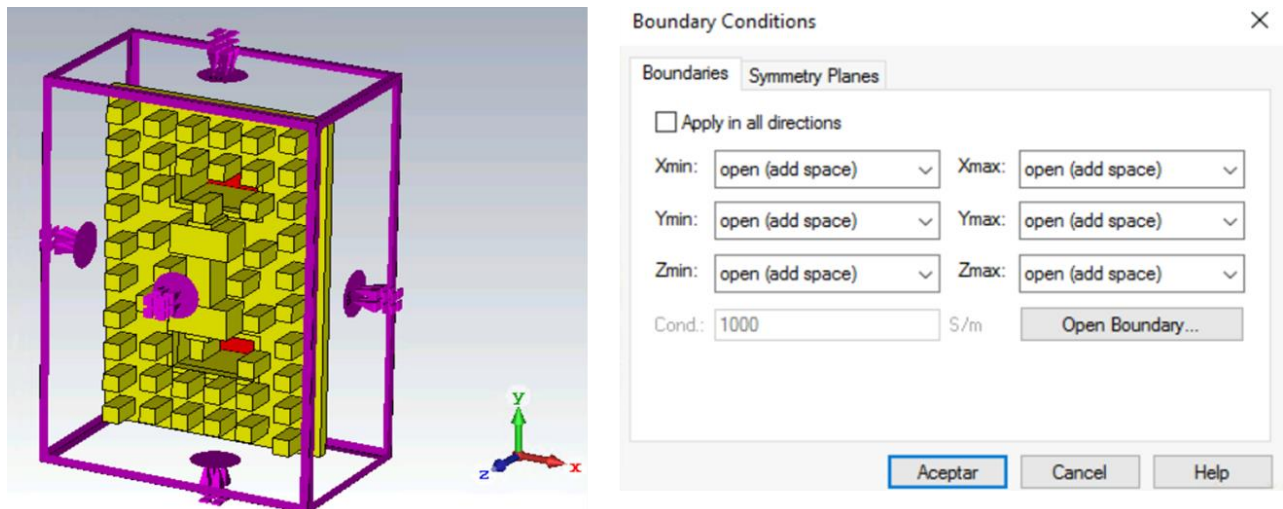


Figura 2.1.5. Configuración condiciones de contorno 'back to back'.

- Antenas (igual para los tres modelos):

Se establecen las mismas condiciones que en el caso anterior salvo que se establece un espacio mayor entre las fronteras y la antena para que a la onda tengan más espacio para propagarse. No se pueden establecer simetrías.

→ Frequency: 80-95 GHz

→ Solver: Time Domain Solver, Accuracy=-40 dB, Hexahedral mesh

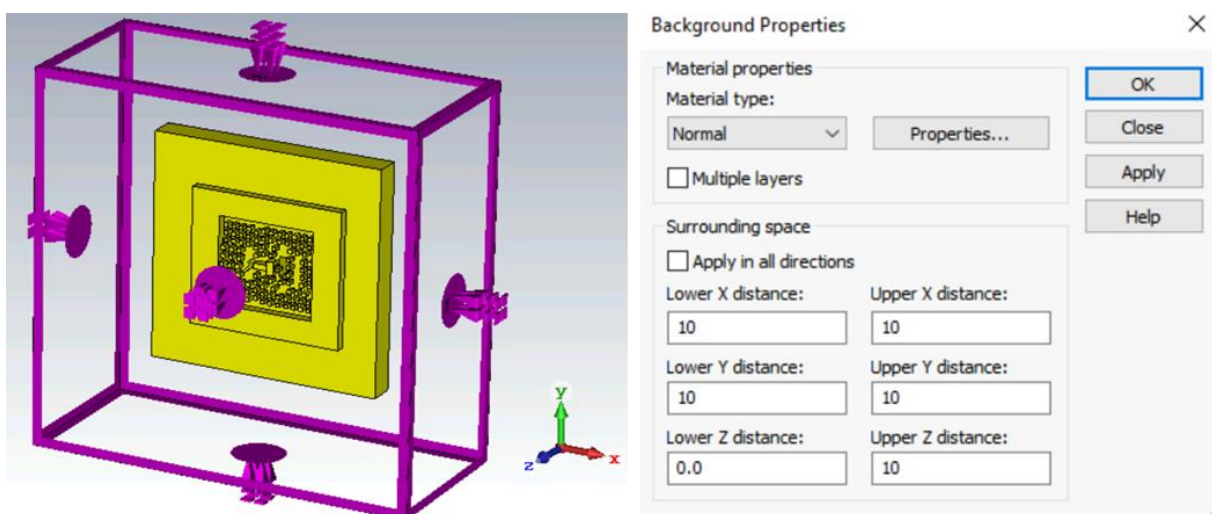


Figura 2.1.6. Configuración límites de frontera de la meta-antena

- Celda unidad metálica PB:

Los materiales utilizados para esta configuración han sido:

- Aluminio con conductividad eléctrica $2.7 \times 10^7 \text{ S/m}$ para las láminas dispuestas en forma de H. La disminución de la conductividad se debe al proceso de fabricación.
- Polipropileno con $\epsilon = 2.25$ y $\mu = 1$ para el bloque en el que están las láminas de aluminio formando la celda unidad.

Al ser la celda unidad de una metasuperficie tenemos que configurar algunos parámetros diferentes a los casos anteriores. En primer lugar, para las condiciones de contorno, en los ejes x e y se establece la propia unit cell, ya que en realidad es un meta-átomo de una metasuperficie. Para el eje z se establece espacio abierto ya que es por donde debe producirse la propagación y por tanto donde se establecen los puertos de entrada y salida. También es necesario configurar los modos de Floquet tal y como se muestra en la figura 2.7. Se establecen los límites de las fronteras para que en el eje z los puertos Z_{max} y Z_{min} estén a una distancia de 20 mm cada uno. Se simula en el dominio frecuencial, como fuente se establece Z_{min} y modo con polarización circular a derechas (RCP).

- Frequency: 70-110 GHz
- Solver: Frecuency Domain Solver, Tetrahedral mesh, source type= Z_{min} , mode=RCP
- Background properties: Lower/Upper Z distance=20

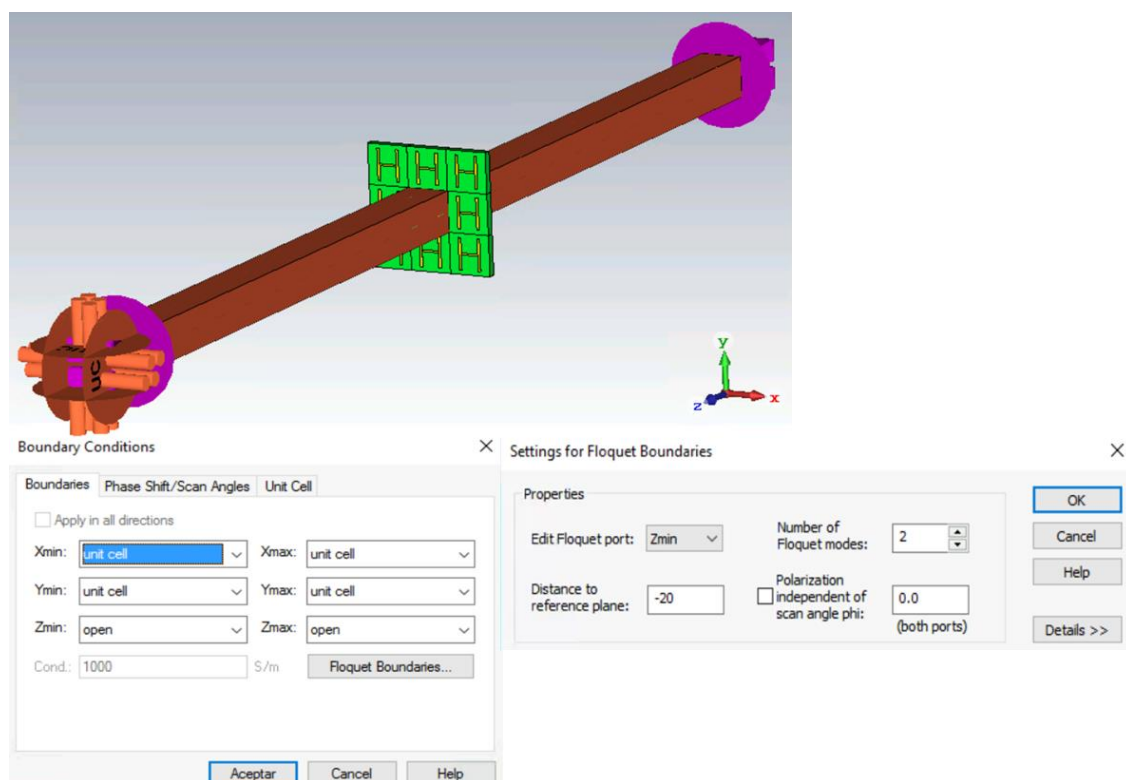


Figura 2.1.7. Configuración fronteras y modos de Floquet para la celda unidad de la metálica PB

A la hora de realizar el estudio y análisis de los resultados obtenidos en las simulaciones se va a establecer una nueva nomenclatura. Primero hay que tener en cuenta la nomenclatura establecida en CST. Z_{min} y Z_{max} para los puertos de entrada y salida respectivamente. Para los modos se tendrán el 1 con LCP y el 2 con RCP.

Dada esta configuración se establecen para los resultados que se obtendrán en los parámetros S en función de los coeficientes de transmisión (T) y de reflexión (R):

- $S_{Z_{min}(1) Z_{max}(2)} = T_{LR}$
- $S_{Z_{max}(2) Z_{min}(2)} = T_{RR}$
- $S_{Z_{min}(1) Z_{min}(2)} = R_{LR}$
- $S_{Z_{min}(2) Z_{min}(2)} = R_{RR}$

2.2. Python

2.2.1. Introducción a Python

Python es un lenguaje de programación creado a principios de los 90 de alto nivel, moderno, de propósito general y orientado a objetos. Entre sus detalles técnicos más generales e importantes se puede destacar que es un lenguaje de tipo dinámico. Esto quiere decir que no se necesita definir el tipo de datos para almacenarlos en una variable ni para la entrada y salida de funciones. Tiene una gestión automática de la memoria por lo que no requiere reservar y liberar la memoria de forma explícita además de ser un lenguaje interpretado ya que el propio interprete de Python es el que lee y ejecuta el código directamente.

Destaca por ser un lenguaje versátil multiplataforma y multiparadigma que se caracteriza por tener un código legible y limpio. Es ideal como lenguaje de iniciación para programadores, pero también para grandes compañías como Google o Facebook que lo utilizan ya que permite la automatización de procesos y ejecución de tareas en entornos tanto de cliente como de servidor.

Además, Python tiene una posición muy fuerte en la computación científica. Esto se debe a que dispone de un gran ecosistema de librerías científicas como NumPy, SciPy o Matplotlib. Tiene un gran rendimiento debido a su integración con códigos altamente optimizados escritos en C y Fortran. Esto permite que tenga un buen soporte para el procesamiento en paralelo con procesos e hilos, comunicación inter-procesos (MPI) y computación GPU (OpenCL y CUDA). Al ser un software de programación libre no tiene costes en su licencia por lo que es una manera de abaratar proyectos y cuenta con una gran comunidad de usuarios lo que permite encontrar documentación y ayuda de manera sencilla.

2.2.2. Librerías utilizadas

La versión de Python que se ha utilizado es la 3.6 ya que es la única compatible con el módulo para la gestión de proyectos que viene en la versión de CST Studio Suite 2020. Además de importar las librerías de dicho módulo se han utilizado las siguientes:

- **NumPy:** Python numérico. Provee de las herramientas necesarias para trabajar con vectores, matrices y estructuras de grandes dimensiones. El gran rendimiento que ofrece para la realización de cálculos con este tipo de estructuras lo hacen uno de los paquetes más utilizados.
- **Pandas:** Es una biblioteca para la explotación de datos (manipulación y análisis) basada en NumPy. Aporta nuevas estructuras de datos de alto nivel que extienden datos almacenados en arrays, aportando más semántica y nuevas operaciones.
- **SciPy:** Python científico. También está construida sobre NumPy para trabajar con arrays multi dimensionales y ofrece un gran número de algoritmos de alto nivel para resolver problemas de ámbito científico. Algunos de ellos son: integración, optimización, interpolación, Transformada de Fourier, procesamiento de señal, álgebra lineal, problemas de autovalores dispersos, estadística o procesamiento de imagen multi dimensional.
- **Matplotlib:** es la librería para realizar gráficos de alta calidad en 2D. Matplotlib puede usarse en scripts de Python, en las consolas de Python e IPython, en servidores web y en diferentes interfaces gráficas de usuario. Permite generar gráficos de líneas, histogramas, espectros de potencia y gráficos de barras, de errores o de puntos entre otras.

Existen muchas formas de trabajar a través de esta herramienta mediante distintos entornos de programación como, por ejemplo, desde la misma consola de comandos o mediante el Shell interactivo IPython. Para este proyecto se ha utilizado el entorno web para Python llamado IPython notebook (jupyter) ya que es muy adecuado para poder realizar una programación interactiva. Permite crear celdas de código que pueden ejecutarse de manera independiente y que se pueden intercalar con celdas de texto, fórmulas matemáticas o gráficas. Independientemente de que estos notebooks utilicen un navegador web como interfaz gráfica se ejecutan de manera local, es decir desde el propio ordenador.

2.2.3. Implementación Python + CST

Mediante CST Studio se pueden sacar gráficas y figuras de los resultados de las simulaciones como por ejemplo de los parámetros S, de la ganancia o diagramas de radiación en 2D y 3D. Pero tiene una capacidad limitada de interacción con los datos para poder transformarlos y trabajar con

ellos con el fin de poder realizar nuevos cálculos o sacar otro tipo de representaciones. Para ello es necesario exportar todos los datos generados en las simulaciones a otro entorno que en este caso va a ser Python. Se van a analizar las diferentes situaciones en las que se utilizan ambas herramientas.

- Exportación de proyecto simulado:

Rutina para exportar los datos de un proyecto de CST que ya ha sido simulado. Guarda los datos en archivos .csv en este caso en un formato ya adecuado para su futuro análisis. Se van a mostrar los pasos mediante ejemplos de código comentados para que resulte más sencillo. Una vez importadas todas las librerías necesarias se guarda en una variable el proyecto del que se quieren extraer los datos. Es necesario hacerlo con la siguiente función:

```
2 #Se guarda en la variable project el proyecto del cual se quieren extraer los datos:
3 project = cst.results.ProjectFile(r'D:\MariaR\TFG\PruebasPython\Back_to_back_Fed_TD_espejo_ESC.cst',allow_interactive=True)
```

Se guardan en distintas variables los datos que queremos extraer y se convierten a un array de datos. Es importante saber cuántas filas de datos se obtienen ya que eso significa cuántas muestras de frecuencia se han obtenido en la simulación.

```
2 #Extracción de los datos de la simulación
3
4 Sparam11 = project.get_3d().get_result_item(r'1D Results\S-Parameters\S1,1')
5 data11 = np.array(Sparam11.get_ydata())
6
7 Sparam21 = project.get_3d().get_result_item(r'1D Results\S-Parameters\S2,1')
8 data21 = np.array(Sparam21.get_ydata())
9
10 #Comprobación número de filas de datos
11 data21.shape
```

Se crea el array de frecuencias de igual longitud al número de muestras obtenidas en el paso anterior.

```
2 #rango de frecuencias es de 70 a 110 GHz con pasos de 0.04, 1001 muestras en total.
3
4 frecuencias = np.arange(70,110.02,0.04)
```

Se crean las tablas con el array de datos y el array de frecuencias de forma que se tenga cada dato con su frecuencia correspondiente


```

2  #Se crea una nueva tabla de datos
3
4  d11 = {'Frecuencia(GHz)':frecuencias, 'S11':data11}
5  d21 = {'Frecuencia(GHz)':frecuencias, 'S21':data21}
6
7  data11 = pd.DataFrame(d11)
8  data21 = pd.DataFrame(d21)
9
10 #En este caso los datos que son los parámetros S son números complejos
11 print(data11)
12 print(data21)
13
14 #Para representarlos solo necesitamos su módulo
15 #Por eso se utiliza np.absolute para obtenerlo en toda la columna de datos
16 #De esta manera ya se exporta al fichero .csv los datos en módulo
17 modulo11 = data11.apply(np.absolute)
18 modulo21 = data21.apply(np.absolute)
19
20 #Se guardan los datos en los archivos .csv
21 modulo11.to_csv(r'D:\MariaR\Scripts\datos11.csv')
22 modulo21.to_csv(r'D:\MariaR\Scripts\datos21.csv')
23

```

```

25 #Para leer los datos una vez están almacenados:
26
27 datos11 = pd.read_csv('datos11.csv')
28 datos21 = pd.read_csv('datos21.csv')

```

- Exportación de datos de proyecto sin simular:

Sirve para cuando por ejemplo se requiere realizar un barrido paramétrico en el cual vamos a obtener varias tablas de datos dependiendo de una variable. De esta manera se pueden tener todos los datos de interés en una misma tabla para luego poder trabajar con todos ellos. Permite ejecutar las simulaciones directamente desde Python cambiando el valor de la variable o variables de interés. En este caso se va a exponer el ejemplo para el cambio de una sola variable.

Una vez importadas las librerías necesarias se ejecuta:

```

2  #Proyecto en el cual se va a realizar el barrido paramétrico. Muy importante el valor TRUE para permitir
3  #las modificaciones de variables desde Python
4  cst.results.ProjectFile(r'D:\MariaR\TFG\PruebasPython\Back_to_back_Fed_TD_espejo_ESC_OPT.cst',allow_interactive=True)

```

Se crea la función `cst_param(v,nombre_var)` cuyos parámetros de entrada son `v=array` de valores para los que se quiere hacer el barrido paramétrico y `nombre_var=nombre` del parámetro a modificar. Debe ser el mismo nombre con el que se le ha llamado a esa variable en el proyecto de CST. Como parámetro de salida devuelve una tabla donde se encuentran los valores, en este caso de los parámetros S ordenados por columnas según el valor de `v` para todas las muestras de frecuencia. Además, durante el proceso guarda los datos de cada simulación en archivos .csv.

```

3 def cst_param(v,nombre_var):
4
5     d_res = {'Frecuencia(GHz)':frecuencias}
6     resulparam = pd.DataFrame(d_res)
7
8     for i in range(len(v)):
9         opencst = cst.interface.DesignEnvironment()
10        myproject = cst.interface.DesignEnvironment.open_project(opencst,
11        r'D:\MariaR\TFG\PruebasPython\Back_to_back_Fed_TD_espejo_ESC_OPT.cst')
12
13        param = 'Sub Main () \nStoreParameter("'" + nombre_var + "'", ' + str(v[i]) + "')\nRebuildOnParametricChange
14        (bfullRebuild,bShowErrorMsgBox)\nEnd Sub'
15
16        myproject.schematic.execute_vba_code(param,timeout=None)
17
18        cst.interface.DesignEnvironment.in_quiet_mode=True
19        myproject.modeler.run_solver()
20        cst.interface.DesignEnvironment.close(opencst)
21
22        result = cst.results.ProjectFile(r'D:\MariaR\TFG\PruebasPython\Back_to_back_Fed_TD_espejo_ESC_OPT.cst')#Extracción datos
23        S11 = result.get_3d().get_result_item(r'D Results\S-Parameters\S1,1')
24        dataparam = np.array(S11.get_ydata())
25
26        dp = {'S11':dataparam}
27        dp11 = pd.DataFrame(dp)
28
29        moduloparam = dp11.apply(np.absolute)
30        moduloparam.to_csv(r'D:\MariaR\Scripts\datosp11_' + str(i) + '.csv')
31
32        datosp11 = pd.read_csv('datosp11_' + str(i) + '.csv')
33
34        datosp11['S11'] = 20*np.log10(datosp11['S11'])
35        resulparam['S11_' + str(i)] = datosp11['S11']
36
37    return resulparam

```

Ejemplo de salida de la función tras utilizar para v un array de 0 a 0.5 con pasos de 0.05 (11 iteraciones)

	Frecuencia(GHz)	S11_0.0	S11_0.05	S11_0.1	S11_0.150000000000000002	S11_0.2	S11_0.25	S11_0.300000000000000004	S11_0.350000000000000003
0	70.00	-14.921360	-16.449277	-12.098527	-6.757206	-2.772562	-1.456779	-1.057456	-0.748576
1	70.04	-14.974744	-16.288309	-11.941874	-6.677032	-2.749382	-1.441711	-1.043107	-0.751298
2	70.08	-15.027053	-16.130095	-11.787802	-6.597817	-2.727096	-1.427034	-1.028129	-0.752851
3	70.12	-15.078273	-15.974582	-11.636266	-6.519552	-2.705671	-1.412736	-1.012572	-0.753240
4	70.16	-15.128390	-15.821720	-11.487231	-6.442223	-2.685071	-1.398809	-0.996482	-0.752473
...
996	109.84	0.647986	0.566193	-0.436006	-1.022399	-0.133017	0.425379	-0.509848	0.177257
997	109.88	0.681499	0.557042	-0.466994	-1.029111	-0.102452	0.416965	-0.501577	0.204667
998	109.92	0.714013	0.546920	-0.497975	-1.034269	-0.071797	0.407365	-0.491683	0.231312
999	109.96	0.745528	0.535836	-0.528899	-1.037843	-0.041105	0.396582	-0.480192	0.257105
1000	110.00	0.776046	0.523794	-0.559711	-1.039804	-0.010429	0.384622	-0.467139	0.281957

1001 rows x 12 columns

De esta manera al tener los datos compactos en la misma tabla y formato es mucho más sencillo a la hora de por ejemplo realizar 'contour plots' que permiten mostrar de una manera intuitiva y visual las variaciones cuando tenemos muchos datos con los que comparar. También hace que sea más cómodo trabajar con los datos a la hora de, por ejemplo, obtener el perfil de fase de la metalente PB. Toda la explotación de datos realizada en este proyecto se ha realizado con funciones similares a la del caso anterior adecuándolas al tipo de datos a tratar.

3. CAPÍTULO 3: RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se va a explicar el desarrollo del proyecto para poder llegar al resultado final. Se subdivide en tres apartados de acuerdo con sus distintas fases. En el primero se verá el procedimiento con el que se llega al rediseño de las antenas para que la frecuencia de trabajo esté en torno a 87 GHz. En el segundo apartado se obtendrán los resultados de las simulaciones de la celda unidad de la metalente PB con distintas rotaciones para obtener su perfil de fase. El objetivo de ese apartado es puramente académico ya que en el último apartado se acoplan las antenas de este proyecto con la metalente PB ya diseñada.

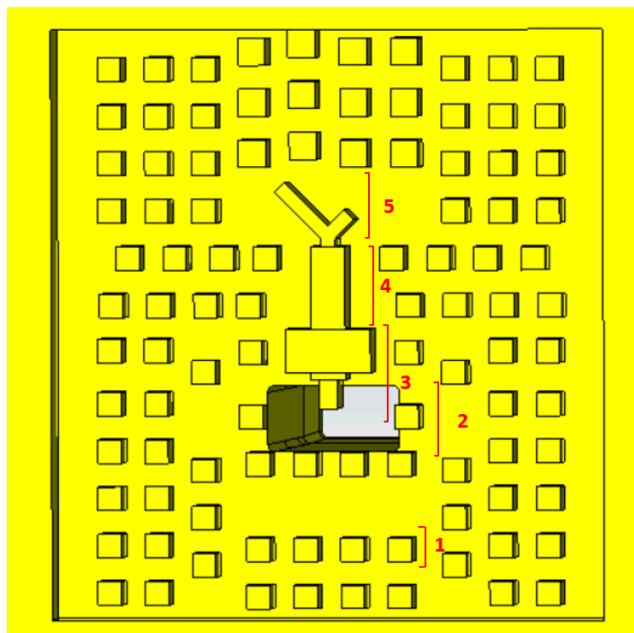
3.1. Antenas

La obtención del diseño final de las 3 antenas se ha realizado en distintas fases. En primer lugar, la caracterización de la celda unidad para hallar las dimensiones adecuadas de los pines metálicos; después, la adaptación de la alimentación de la antena con la guía de onda estándar necesaria para el nuevo rango de frecuencias; por último, el diseño final para poder conseguir unos valores adecuados de acuerdo con los requerimientos de diseño.

En cuanto a las especificaciones o limitaciones que se tienen a la hora de realizar el diseño son:

- Tamaño de los pines metálicos y la separación entre ellos (periodo) no puede ser menor a 0.5mm, ya que es el mínimo impuesto por el fabricante.
- Conseguir una buena adaptación a la frecuencia de trabajo de la metalente (87GHz).
- Mantener una polarización circular lo más pura posible con un Axial Ratio por debajo de 1.
- Obtener parámetros de ganancia acordes con los obtenidos en el diseño de las antenas originales, es decir, en torno a 6, 9 y 11 dB.

A continuación, se presenta un esquema (figura 3.1.1) de la pieza inferior (común en las tres antenas) para diferenciar las distintas que la componen.



- 1) Celda unidad: Pin metálico
- 2) Puerto de entrada para la alimentación
- 3) Steps de adaptación
- 4) Ridge
- 5) Brazos ortogonales para la obtención de la polarización circular

Figura 3.1.1. Zoom de la placa inferior de las antenas en el que se muestran las distintas partes diferenciadas por bloques.

Como ya se ha explicado, en la tecnología RGW se usan pines metálicos (1) distribuidos por toda la estructura para sintetizar una zona de alta impedancia. La antena es alimentada por el puerto de entrada (2) y se produce la adaptación del modo de propagación fundamental de la guía de onda con el del modo de propagación fundamental del ridge mediante los steps de adaptación (3). Se produce el guiado por el ridge (4) que acaba en los brazos que producen la polarización circular (5). Su diferencia de longitud es de aproximadamente $\lambda/4$ lo que garantiza que la diferencia de fase entre ambos este cerca de 90° .

3.1.1. Celda unidad

Primero hay que determinar las nuevas dimensiones de los pines. Para ello, se modela un único pin metálico como celda unidad y se establece periodicidad en el eje z tal y como se ha visto en el apartado 2.1.2 con el Eigenmode Solver. Se realizará un barrido paramétrico para ver los valores de frecuencia de cada uno de los dos modos en función de la variación de fase de la onda a lo largo del eje z (de 0 a 180°).

Partimos de las dimensiones originales que se pueden ver en la figura 3.1.2:

- Anchura: 0.5 mm
- Altura: 1.5 mm
- Periodo de separación: 1mm
- Air gap (separación entre la altura máxima del pin y la placa metálica que forma la tapa de la antena): 0.2 mm

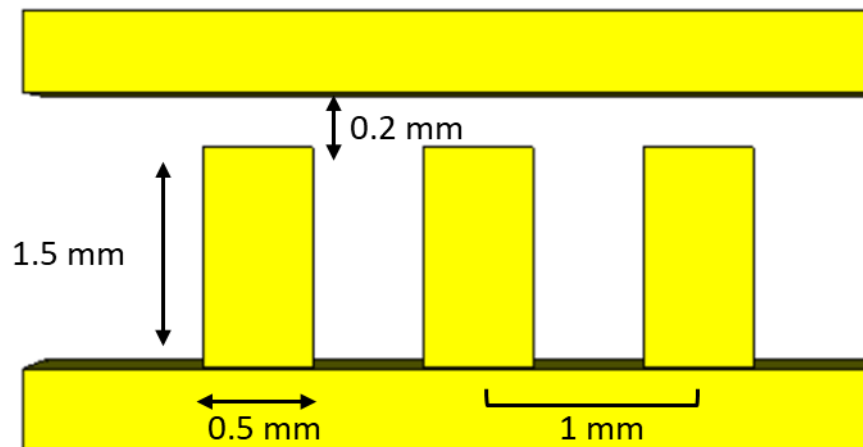


Figura 3.1.2. Esquema configuración original de los pines.

Dado que la periodicidad de los pines a lo largo de la superficie es lo que provoca la zona de alta impedancia para asegurar el guiado de la onda, las nuevas dimensiones deben asegurar ese comportamiento en la banda de frecuencias de trabajo. En el diseño original, la 'stop band' va de 40 a 80 GHz. Trabajar a frecuencias mayores significa una disminución de la longitud de onda, por lo que se debería reducir el tamaño del pin metálico original en proporción a dicho aumento. Esto no es posible puesto que su anchura ya es igual a la longitud mínima que se puede utilizar y lo mismo ocurre con el periodo. En cambio, sí que se puede modificar la altura y el tamaño del air gap. En una primera aproximación se establece la siguiente modificación:

- Altura: $1.5 \times 64 / 87 = 1.10315$ mm
- Air gap: $0.2 \times 64 / 87 = 0.14713$ mm

Con las nuevas dimensiones se consigue una stop band de 47 a 108 GHz, suficiente para nuestro objetivo. Sin embargo, tras realizar distintas pruebas para ver el efecto que tienen estos parámetros por separado en el resultado final, se establecen las siguientes dimensiones finales ya que se prefiere trabajar con números redondos:

- Altura: 1 mm
- Air gap: 0.25 mm

Se comprueba que el efecto de la altura es determinante a la hora de establecer las frecuencias máxima y mínima de la banda y que el air gap no influye tanto en la respuesta siempre que éste sea menor que $\lambda/4$. Se obtiene una banda de rechazo de 55 a 106 GHz. En la figura 3.1.3 se muestra el diagrama de bandas obtenido para las dimensiones finales de los pines. Con estas dimensiones se asegura gracias a la técnica RGW confinar el modo de propagación por el ridge pero también se deben cambiar el tamaño del resto de componentes para que el funcionamiento sea el correcto. En los siguientes apartados se muestra cómo hacerlo.

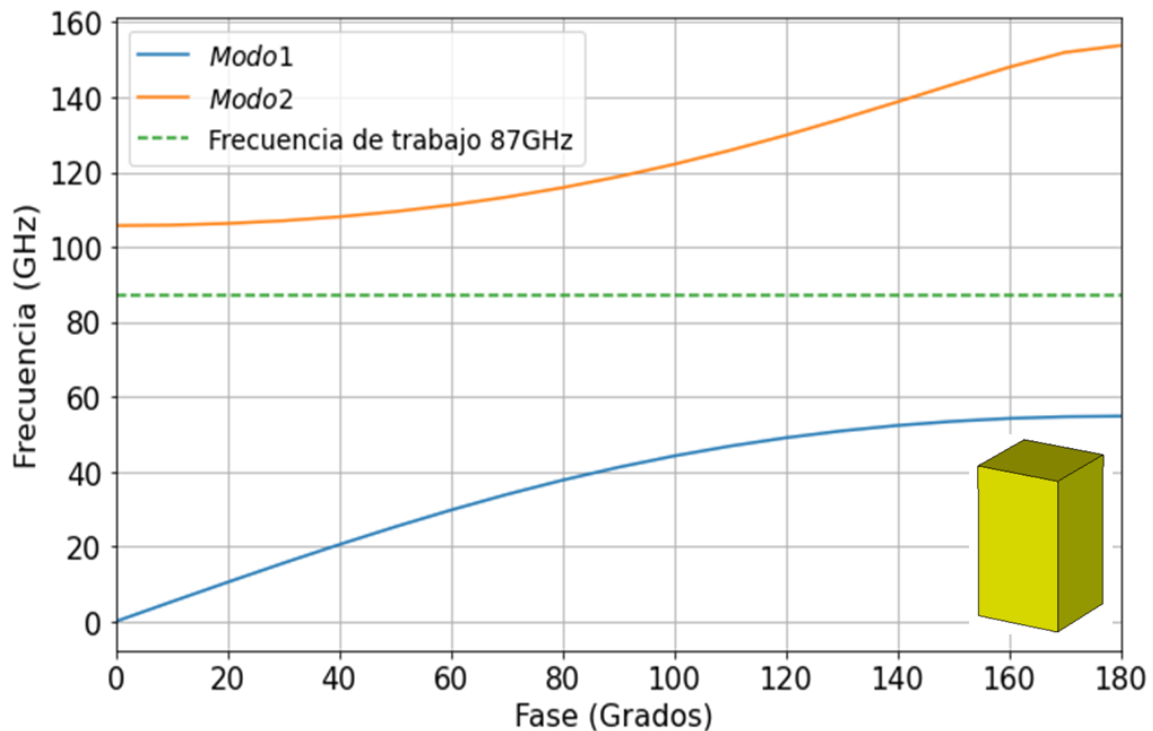


Figura 3.1.3. Modos de propagación en función de la variación de fase de 0 a 180°. Se obtiene una stop band de 55 a 106 GHz en la que se encuentra la frecuencia de trabajo de 87 GHz.

3.1.2. Adaptación alimentación

Las antenas se alimentan mediante una guía de onda rectangular que se acopla por su parte trasera. Se utilizará una guía cuyas dimensiones corresponden al estándar WR10 cuyo rango de frecuencias de operación se sitúa de 75 a 110 GHz, por lo que el puerto de las antenas tendrá que ser del mismo tamaño. Además, hay que asegurar que se tiene una transición adecuada entre el modo fundamental que se propaga por la guía y el modo fundamental del ridge. Para ello se sitúan en la entrada del puerto los tres steps de adaptación de diferentes tamaños. El primero, se encarga de acoplar los modos fundamentales de la guía y el ridge. El segundo, que es el más pequeño, hace que la transición sea suave al tercer step que es el que hace que el acoplo final sea correcto.

Para poder estudiar esta adaptación de forma adecuada no se hacen las pruebas directamente sobre la antena. Se utiliza la técnica 'back to back' que consiste en crear una estructura con dos puertos, uno de entrada y otro de salida conectados mediante el ridge tal y como se muestra en la figura 3.1.4. De esta manera podemos obtener los parámetros S de ambos puertos. Gracias a ellos obtenemos la información sobre la adaptación del puerto de la antena a la guía, pero también sobre si el guiado está siendo adecuada a lo largo del ridge. Su comportamiento es el de una guía de onda de tecnología RGW y no el de una antena ya que en la tapa no se realiza ninguna apertura que permita la radiación de potencia.

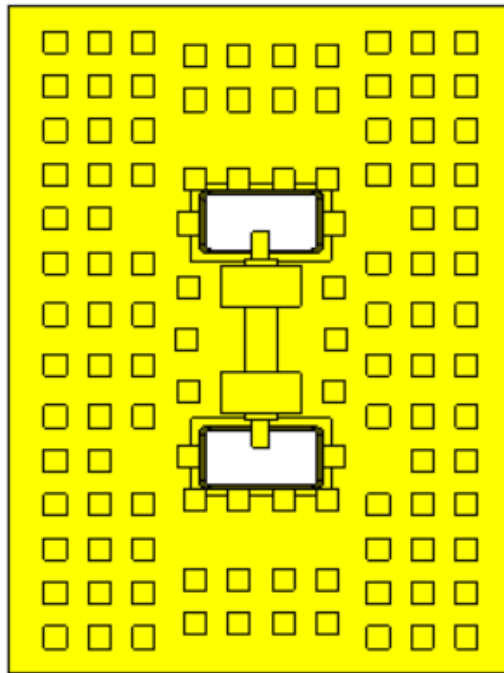


Figura 3.1.4. Diseño del back to back. Puertos de entrada y salida están conectados mediante el ridge.

En el apartado anterior se ha determinado el tamaño de los pines metálicos, pero no el del resto de bloques. Para las dimensiones de los steps de adaptación y el ridge las mejores dimensiones se consiguen si realizamos un escalado por un factor $64/87$ a cada uno, aprovechando la propiedad de escalabilidad de las ecuaciones de Maxwell. Por tanto, con todas las dimensiones establecidas hay que situar los pines de manera adecuada para guíen la onda de una manera eficiente. No pueden colocarse de forma arbitraria ya que además de tener que cumplir que su periodo mínimo sea de 0.5mm también tiene que ser esta la distancia mínima de separación con el resto de los componentes (ridge y steps). Se va a establecer esta distancia como separación ya que si es mayor se producen pérdidas durante el guiado. Hay ciertas zonas donde la colocación de los pines es determinante. Éstas son el límite de los puertos de entrada y salida y los pines que se encuentran paralelos al ridge. Una vez que éstos están colocados de manera adecuada, se introduce el resto de pines para conseguir una estructura periódica y, por tanto, una banda de rechazo a la frecuencia de trabajo. Existe la posibilidad de crear pequeñas cavidades de resonancia haciendo que la distancia de separación entre dos filas o columnas de pines sea mayor que el periodo. El método de determinarlas es mediante el análisis con CST para ver cómo influyen en la respuesta de la estructura.

Tras realizar distintas pruebas se ha comprobado que la adaptación entre el puerto y el ridge es mejor si las dimensiones del puerto de entrada no son las de la guía WR10 estándar sino algo mayores. Para salvar este inconveniente se ha diseñado un pequeño taper donde se realiza una transición de manera suave entre el puerto de entrada y el de la guía de onda rectangular WR10. Se puede observar en la figura 3.1.5.

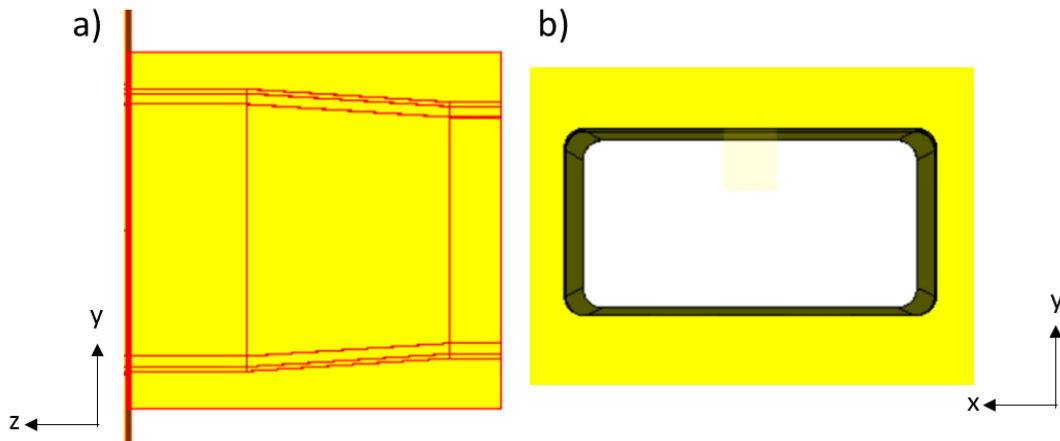


Figura 3.1.5. a) Transición entre el puerto de la antena y la guía de onda rectangular WR10 mediante el taper. **Vista de perfil. b)** vista en planta.

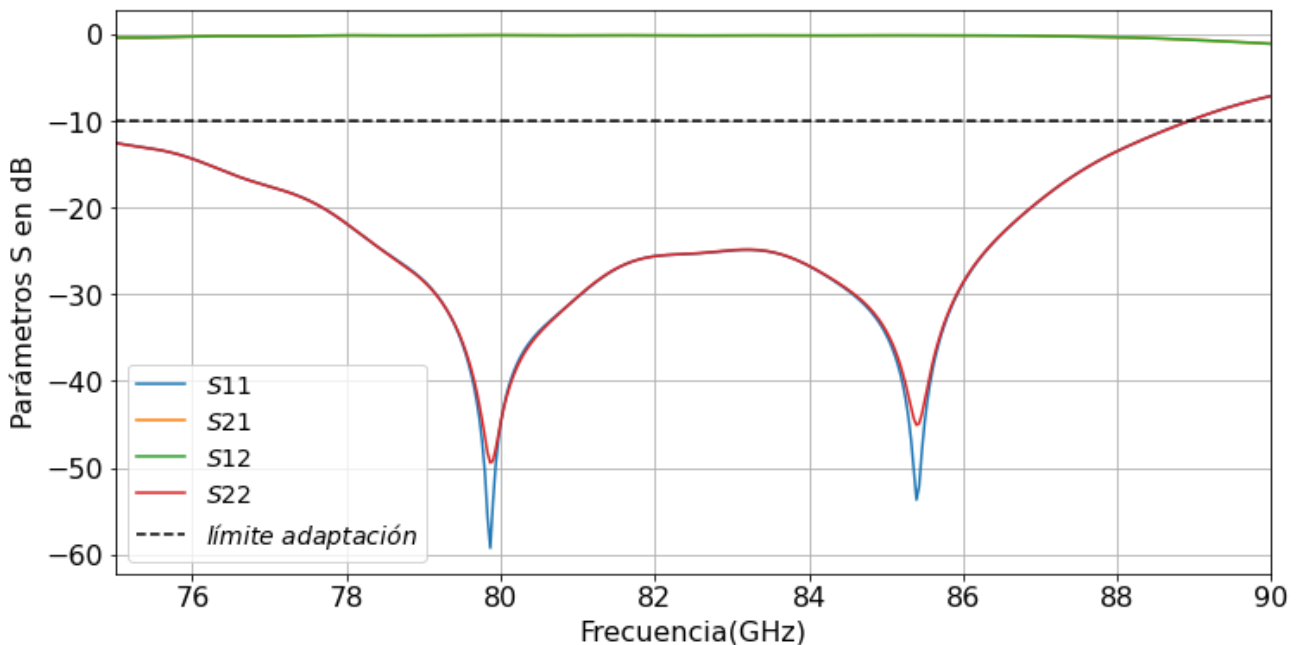


Figura 3.1.6. Resultados de los parámetros S de la estructura back to back. Se observa una buena adaptación en términos de coeficientes de reflexión de los puertos de entrada y salida. También que existe un buen guiado debido a que los coeficientes de transmisión se encuentran en torno a 0dB.

En la figura 3.1.6 se pueden ver los resultados de la configuración final del back to back. Si se modela el dispositivo como una red de 2 puertos (ver anexo: 6.1.3. Parámetros S) se ve que es una red recíproca ($S_{12} = S_{21}$) y simétrica ($S_{11} = S_{22}$). Estos dos últimos parámetros deberían ser exactamente iguales y puede haber diferencias en la práctica debido a temas de simulación. Este es un resultado esperable ya que es un componente pasivo y simétrico. Los parámetros S_{11} y S_{22} indican la potencia que es reflejada en un puerto cuando se inyecta por ese mismo. Se requiere que este parámetro sea lo menor posible ya que esto significará que la mayor parte de la potencia de alimentación es entregada a la antena. Si se considera que este parámetro es bueno cuando está por debajo de los -10dB. A la frecuencia objetivo 87 GHz el valor del S_{11} es -19.17 dB. Por tanto, se da por válida la adaptación.

El guiado a través del ridge se comprueba a través de los parámetros S_{12} y S_{21} ya que indican la potencia de salida en un puerto cuando se inyecta la potencia por el otro, es decir los coeficientes de transmisión. Lo óptimo sería que fuese 0dB para toda la banda de frecuencias ya que esto significaría que no existen pérdidas de propagación a través del dispositivo. Se obtiene un valor de aproximadamente -0.16dB para un ancho de banda de más de 15 GHz incluyendo la frecuencia de trabajo. En el siguiente apartado se verá cómo se introduce este diseño en la configuración final de las antenas.

Para ver el guiado a través del ridge de una forma más intuitiva se muestra en la figura 3.1.7 la magnitud del campo eléctrico a 87 GHz. Se observa cómo la mayor intensidad de voltaje se encuentra sobre el ridge mientras que en el resto de la estructura los valores de intensidad se encuentran muy por debajo. De esta manera también se ve de forma clara cómo gracias a la periodicidad de los pines se consigue una zona de mayor impedancia que confina a la onda.

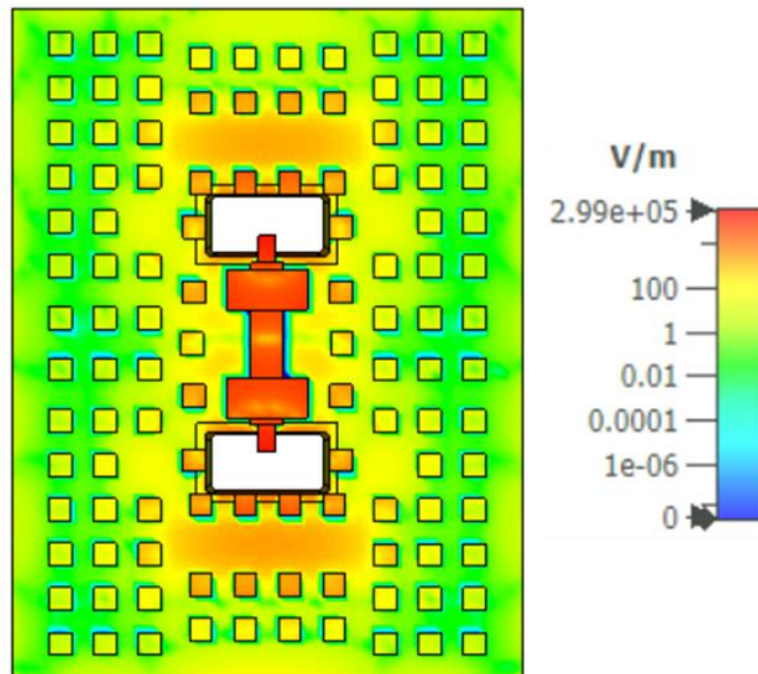


Figura 3.1.7. Distribución de la magnitud del campo eléctrico a 87 GHz a lo largo de la estructura. La mayor intensidad se encuentra a lo largo del ridge que es por donde se produce el guiado.

3.1.3. Antenas (D, DH, DHG)

Una vez realizadas las tareas de los apartados anteriores es el momento de pasar al diseño final de las antenas. Para la parte inferior, se va a seguir la configuración diseñada en el back to back hasta la zona en la que el ridge termina. No obstante, habrá que hacer algunos ajustes en los pines paralelos a éste ya que la terminación es diferente. La tarea más complicada es mantener una buena polarización circular. Los brazos ortogonales que la generan tienen una diferencia de longitud de aproximadamente $\lambda/4$ siendo $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{87 \times 10^9} = 3.45 \text{ mm}$. Manteniendo las

dimensiones de los pines del apartado 3.1.1 no se consiguen buenos resultados. La fila de pines que se encuentra encima de los dos brazos queda demasiado alejada de éstos ya que se tiene que mantener la distancia límite. Esto produce que se obtengan valores de axial ratio por encima de 3dB. Una posible solución es acortar ambos brazos para poder conseguir una estructura que confine a la onda de la manera más simétrica, pero se ha comprobado que tampoco funciona. Para poder salvar la distancia y tener al mismo tiempo una buena polarización circular se ha optado por cambiar el tamaño de los pines de las filas que se encuentran en la parte superior de la estructura, por encima de los dos brazos. Las nuevas dimensiones deben generar una stop band que incluya la frecuencia de trabajo. Tras hacer diferentes pruebas mediante barridos paramétricos se llega a la conclusión de que con aumentar su anchura 0.057mm es suficiente.

Además, se simula el nuevo pin en configuración de celda unidad de la misma manera que en el apartado 3.1.1 y se obtiene una stop band con menos ancho de banda pero suficiente, de 55 a 100 GHz. También se debe trasladar la posición de la columna más cercana al brazo izquierdo y mantener las demás para afectar lo menos posible al axial ratio y que no se produzcan demasiadas pérdidas. En la figura 3.1.8 se puede ver un zoom de la estructura en la que se aprecia mejor esta modificación. Los pines dentro del recuadro son los modificados.

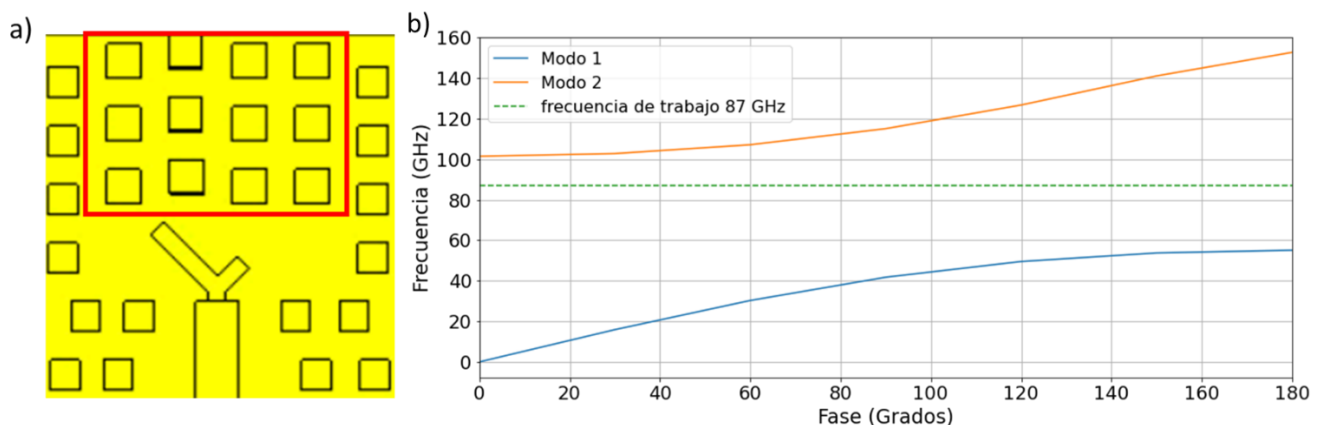


Figura 3.1.8. a) Dentro del recuadro rojo las columnas de pines que se han modificado para poder mejorar el Axial Ratio. **b)** diagrama de bandas para las dimensiones de los pines modificados.

De esta manera, se consiguen buenos resultados por debajo de 1dB para los tres modelos tal y como se observan en la figura 3.1.9. Para la placa superior se debe reducir el tamaño de las cavidades en la misma proporción que para los brazos y el ridge. Se coloca de manera que quede alineada con los brazos de la placa inferior. Se sitúa a una distancia de 0.25mm para mantener al air gap establecido.

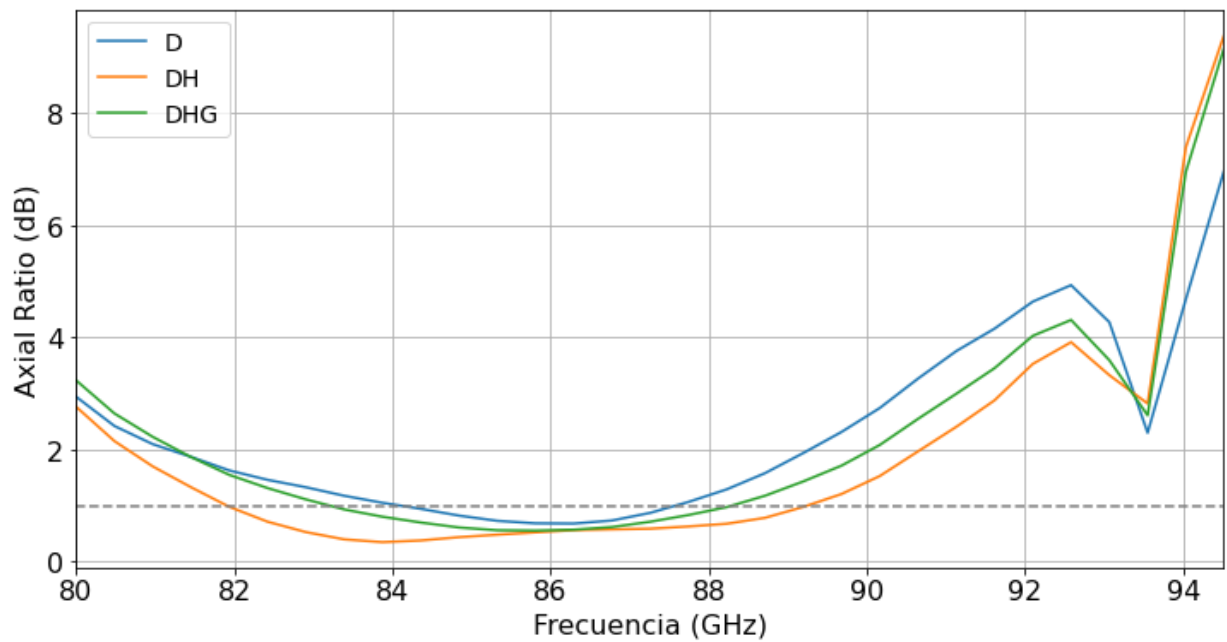


Figura 3.1.9. Resultados axial ratio de los tres modelos de antenas. Para los tres se obtiene a la frecuencia de trabajo un valor por debajo de 1.

Los valores cambian para los tres modelos debido a que la cavidad para cada uno de ellos es distinta y genera esos pequeños cambios en la polarización. Sin embargo, si se establece el criterio que considera polarización circular para axial ratio < 3dB se obtiene en el peor de los casos un ancho de banda de 10 GHz aproximadamente. Esto significa que el ancho de banda para la polarización circular en ese caso es de 12.28% en el modelo D. En cambio, para la antenna DH obtenemos el mejor caso con un 13.93% de ancho de banda respecto a la frecuencia de diseño. En la figura 3.1.10 se puede observar la amplitud de corriente sobre la superficie de la antenna D donde se aprecia la polarización circular.

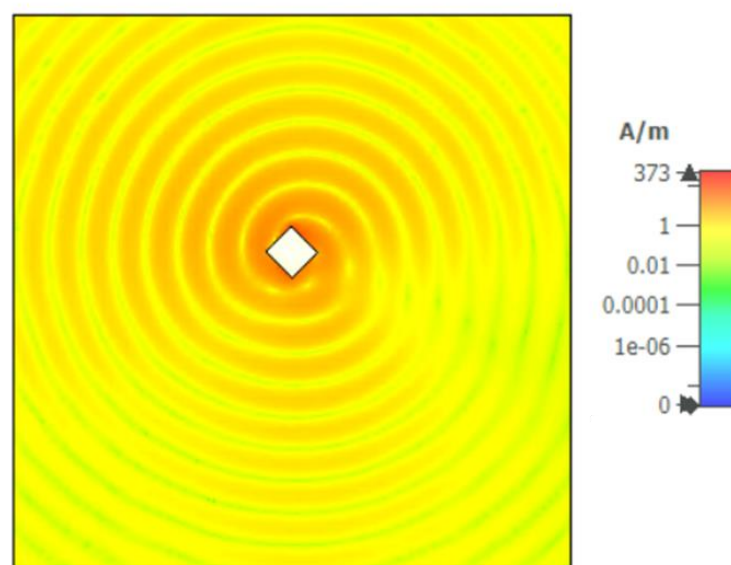


Figura 3.1.10. Amplitud de corriente sobre la superficie de la antenna D. Se observa la polarización de tipo circular.

Tras realizar todos los ajustes necesarios se consiguen los siguientes resultados en cuanto a adaptación y ganancia mostrados en la figura 3.1.11 para los tres modelos.

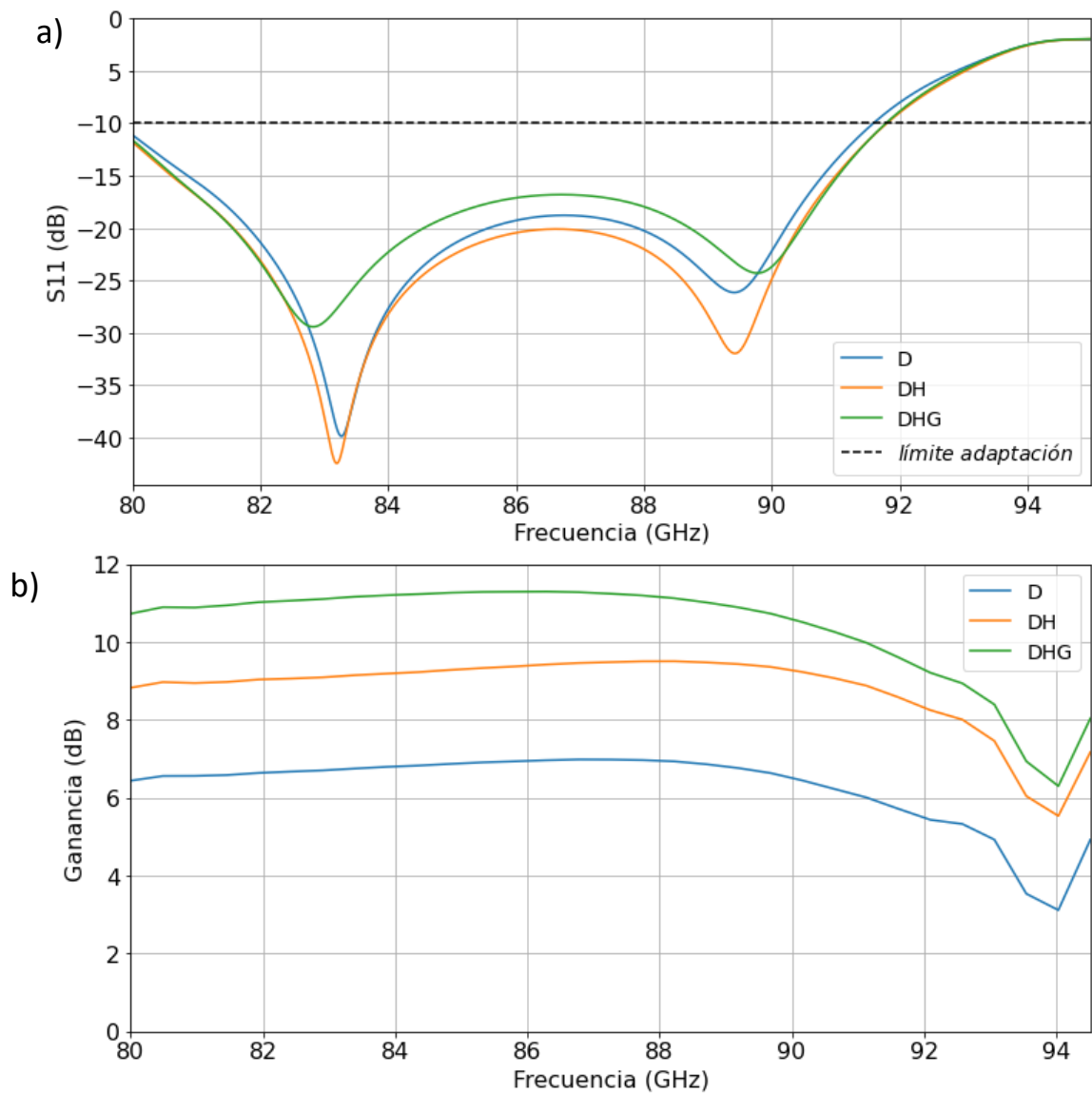


Figura 3.1.11. a) parámetros S_{11} de los tres modelos en los que todos están por debajo de -10 dB para el valor de la frecuencia de trabajo. b) Comparación de los valores de ganancia obtenidos donde en los tres casos el valor máximo se encuentra en torno a 87 GHz.

Para la adaptación se obtiene unos valores adecuados en todos los casos. En el peor de ellos, para el modelo DHG se obtiene a 87 GHz un $S_{11} = -16.86$ dB y tiene un ancho de banda del 13.58% respecto a la frecuencia de trabajo. En cuanto a la ganancia se observa que hay cambios notables para cada modelo. Esto se debe a las configuraciones de las cavidades, ya que se pasa de tener un simple diamante a una estructura que simula una antena de bocina. Esto hace que la ganancia aumente como se puede comprobar la diferencia de 4 dB aproximadamente entre el modelo más simple (D) y el más complejo (DHG). De esta forma se logra tener para el último modelo una ganancia de 11.27 dB a la frecuencia requerida. Estos parámetros cumplen el requisito de mantener unos valores acordes a los de los diseños originales. En ese caso para el modelo D de

se obtenía un máximo alrededor de 7 dB, para el DH de 9 dB y para el DHG de 11 dB. Para los tres modelos de este proyecto se obtienen valores muy cercanos a estos.

También se obtiene el diagrama de radiación para las componentes de polarización copolar (RHCP) y crosspolar (LHCP) a 87 GHz. Se observa en la figura 3.1.12 cómo en los tres casos las componentes crosspolar tienen valores relativamente bajos. Para ambos cortes la componente copolar es muy parecida debido a que se tiene polarización circular. En cuanto a la componente crosspolar sí que se puede ver algo más de diferencia ya que es la componente que se debe discriminar. Para el modelo D se obtiene un coeficiente de discriminación de polarización de 27.47 dB, para el modelo DH de 28.93 dB y para el DHG de 28.96 dB. Por lo tanto, se puede considerar que existe una buena discriminación de polarización en todos los modelos.

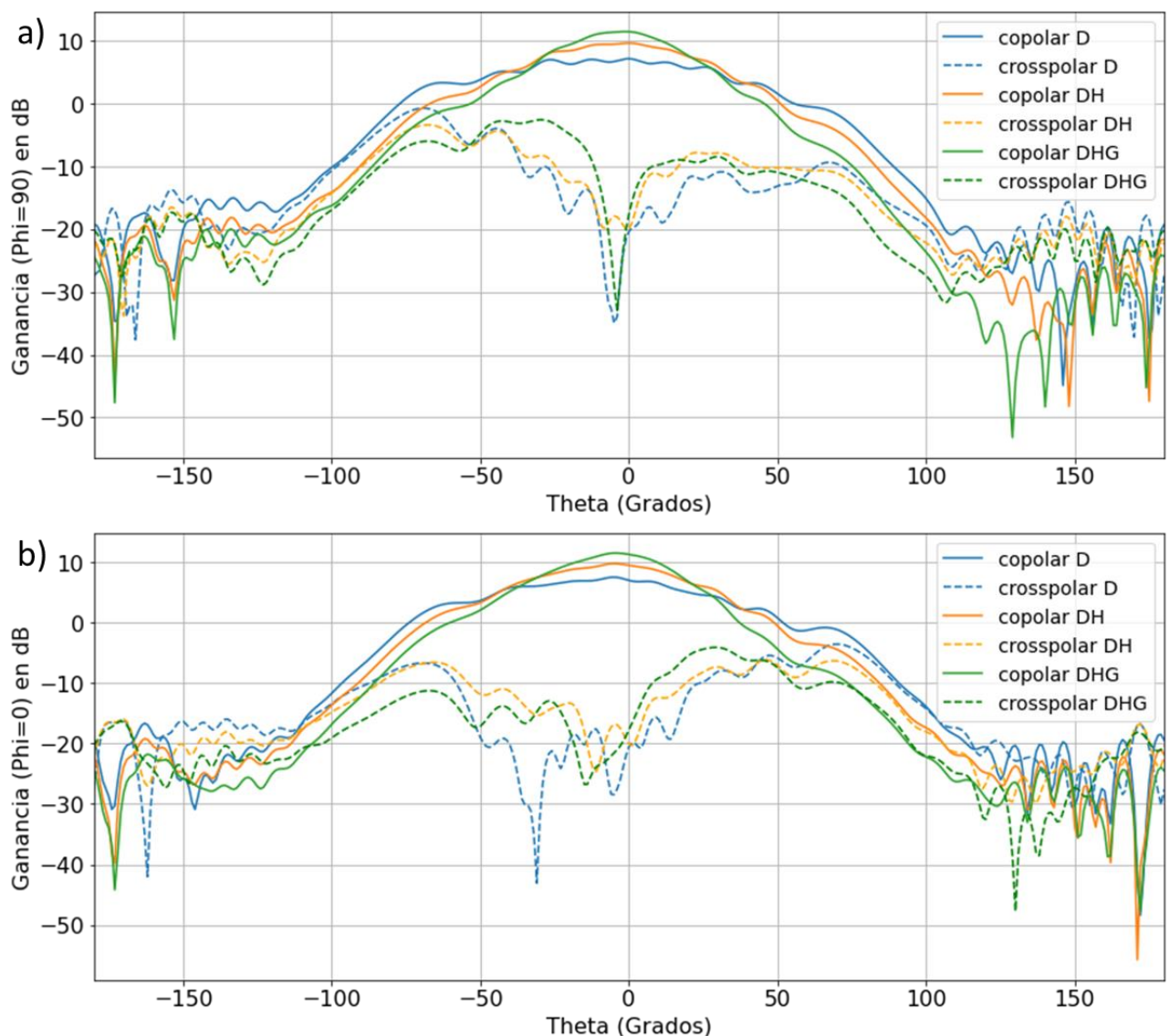


Figura 3.1.12. Cortes en coordenadas cartesianas de diagrama de radiación componentes copolares y crosspolares. **a)** Corte para $\varphi = 90^\circ$ y θ variable. **b)** Corte para para $\varphi = 0^\circ$ y θ variable.

En la siguiente figura (3.1.13) se muestran los diagramas de radiación para los cortes $\phi=0^\circ$ y $\phi=90^\circ$ del modelo de antena DHG. Se observa la directividad de la antena que va a formar el sistema con la metalente PB para sus componentes copolares y crosspolares.

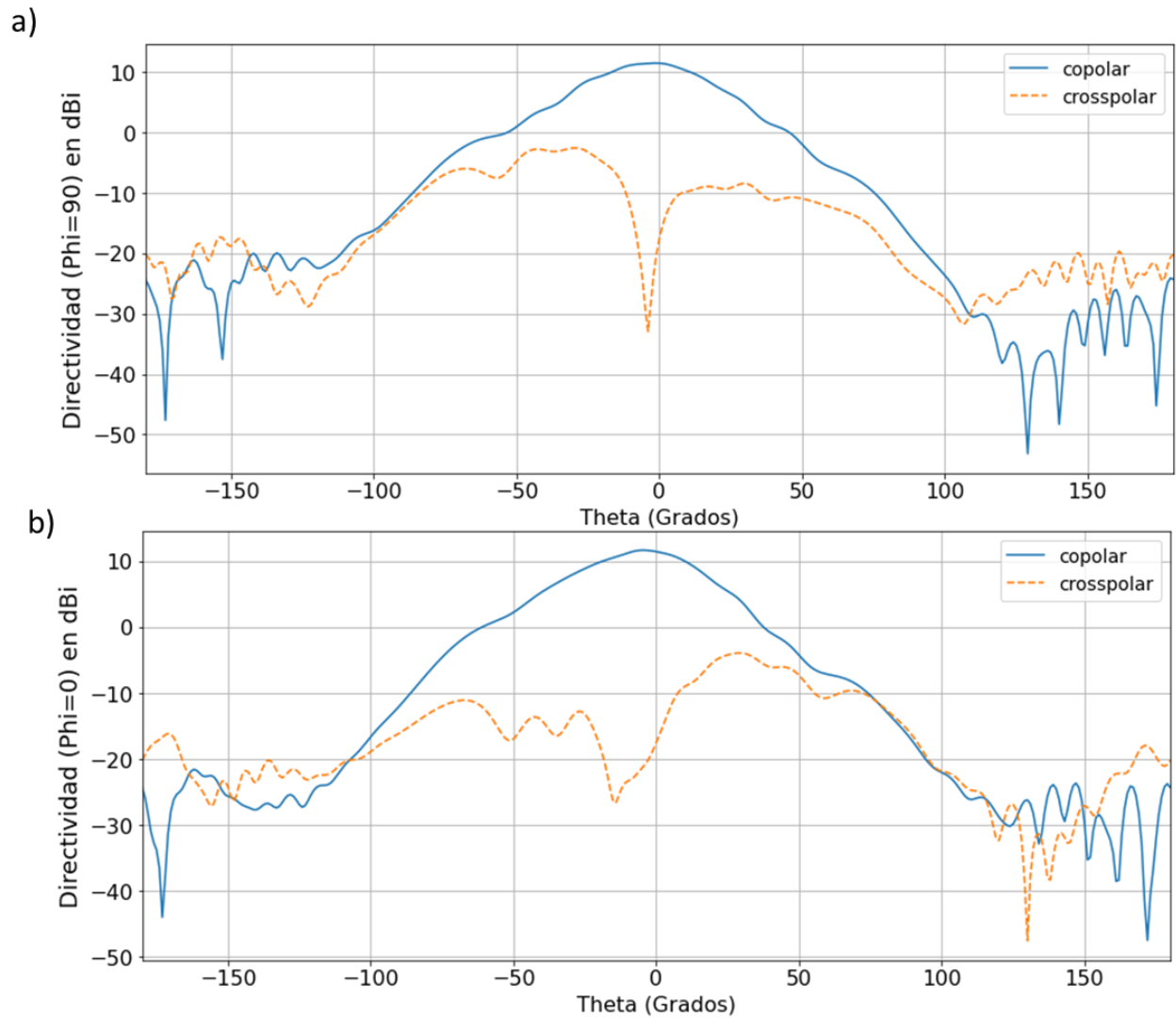


Figura 3.1.13. Directividad antena modelo DHG. **a)** Corte para $\phi = 90^\circ$ y θ variable. **b)** Corte para para $\phi = 0^\circ$ y θ variable.

A continuación, en la tabla 3.1.1 se muestran las dimensiones de todos los parámetros.

<i>Descripción</i>	<i>Dimensiones (mm)</i>
<i>Lado antena</i>	30
<i>Lado diamante</i>	1.95
<i>Grosor diamante</i>	0.38
<i>Cavidad bocina</i>	1.52
<i>Profundidad cavidad DHG</i>	0.96
<i>Diámetro cavidad DHG</i>	8.04
<i>Largura brazo derecho</i>	0.58
<i>Largura brazo izquierdo</i>	1.3
<i>Largura ridge</i>	1.75
<i>Anchura ridge</i>	0.75
<i>Largura step 1</i>	0.62
<i>Anchura step 1</i>	0.4
<i>Largura step 2</i>	0.15
<i>Anchura step 2</i>	0.74
<i>Largura step 3</i>	0.92
<i>Anchura step 3</i>	1.8
<i>Anchura pin 1</i>	0.5
<i>Periodo pin 1</i>	1
<i>Altura pin 1</i>	1
<i>Anchura pin 2</i>	0.57
<i>Air gap</i>	0.25
<i>Dimensiones puerto antena</i>	2.77×1.38
<i>Dimensiones WR10</i>	2.45×1.27

Tabla 3.1.1. Dimensiones finales de los tres modelos de antenas.

La tabla 3 recoge una breve comparación entre los tres modelos.

<i>Modelo</i>	<i>Ancho de banda limitado por S11 <10 dB (GHz)</i>	<i>Ganancia a 87 GHz (dB)</i>	<i>Ancho de banda limitado por AR <3 dB (GHz)</i>
<i>D</i>	80-91.6	6.98	80-90.7
<i>DH</i>	80-91.8	9.46	80-92.1
<i>DHG</i>	90-91.7	11.28	80.2-91.5

Tabla 3.1.2. Comparación de los principales parámetros en los 3 modelos de antena.

3.2. Metalente PB

En el siguiente apartado se estudia el comportamiento de una celda unidad de la metalente PB que se implementará en la fase final. Como ya se ha introducido en el apartado 1.3.2, se puede diseñar el perfil de fase $\varphi(x, y)$ de este tipo de metalentes para que una onda plana incidente se dirija al foco de la lente (FL). Se logra de la siguiente manera:

Se obtiene la diferencia de camino entre las ondas dependiendo de su posición en x , ver figura 3.2.1:

$$\Delta l(x) = \sqrt{x^2 + FL^2} - FL \quad (3.2.1)$$

Fase introducida por la lente al convertir una fuente puntual en una onda plana a la salida

$$k_0 FL = k_0 FL + k_0 \Delta l(x) + \varphi(x) \quad (3.2.1)$$

$$\varphi(x) = -k_0 \Delta l(x) = -k_0 \sqrt{x^2 + FL^2} - FL \quad (3.2.2)$$

Si se aplica simetría de revolución para tener la ecuación en 2D:

$$\varphi(x, y) = -\frac{2\pi f}{c} \left(\sqrt{x^2 + y^2 + FL^2} - FL \right) \quad (3.2.4)$$

sabiendo que $\varphi = 2\theta$ se puede obtener el perfil de fase de la metalente corrigiendo las diferencias que haya respecto a la igualdad anterior. De esta manera se consigue un aumento de la directividad de la onda incidente que la atraviesa.

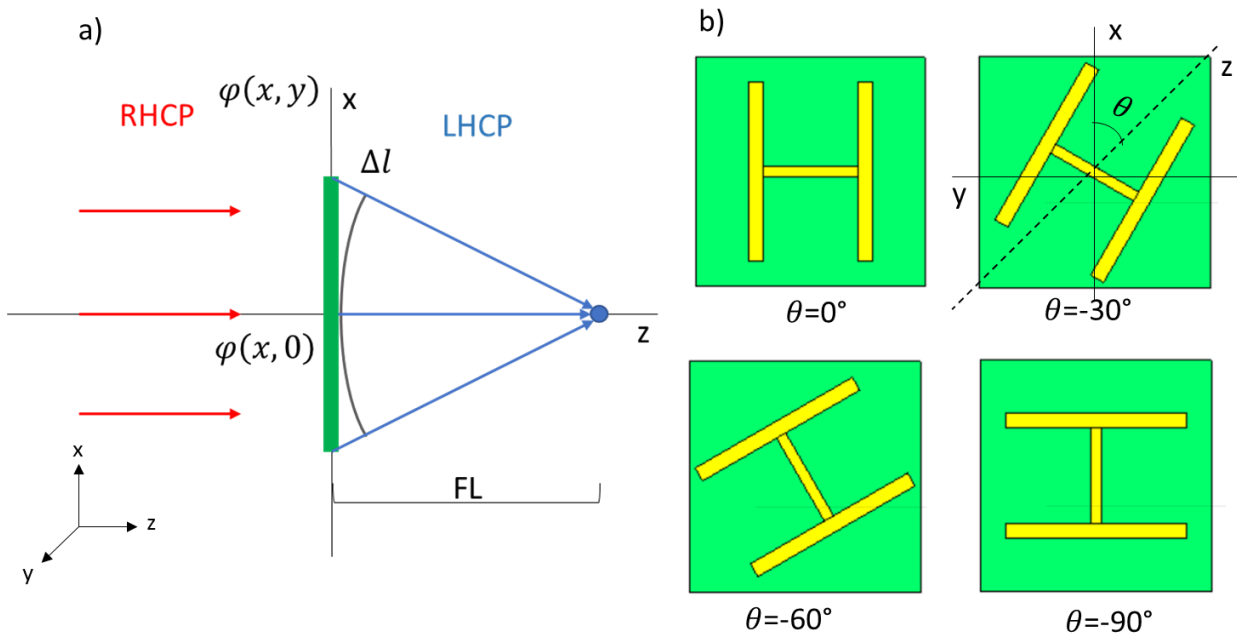


Figura 3.2.1. a) Esquema obtención perfil fase a partir celda unidad. **b)** rotación de la celda unidad respecto al ángulo de rotación θ .

Así es como se ha diseñado la metalente PB que se requiere implementar. Está formada por la misma celda unidad repetida periódicamente sobre una sola capa en la que existe una rotación θ para cada una de ellas. De esa manera se consigue el efecto deseado.

3.2.1. Celda unidad

Para estudiar el comportamiento de la celda unidad de la metalente se simula tal y como se ha explicado en el apartado 2.1.2 para un valor de $\theta = 0^\circ$. Se obtienen los parámetros S que se muestran en la figura 3.2.2.

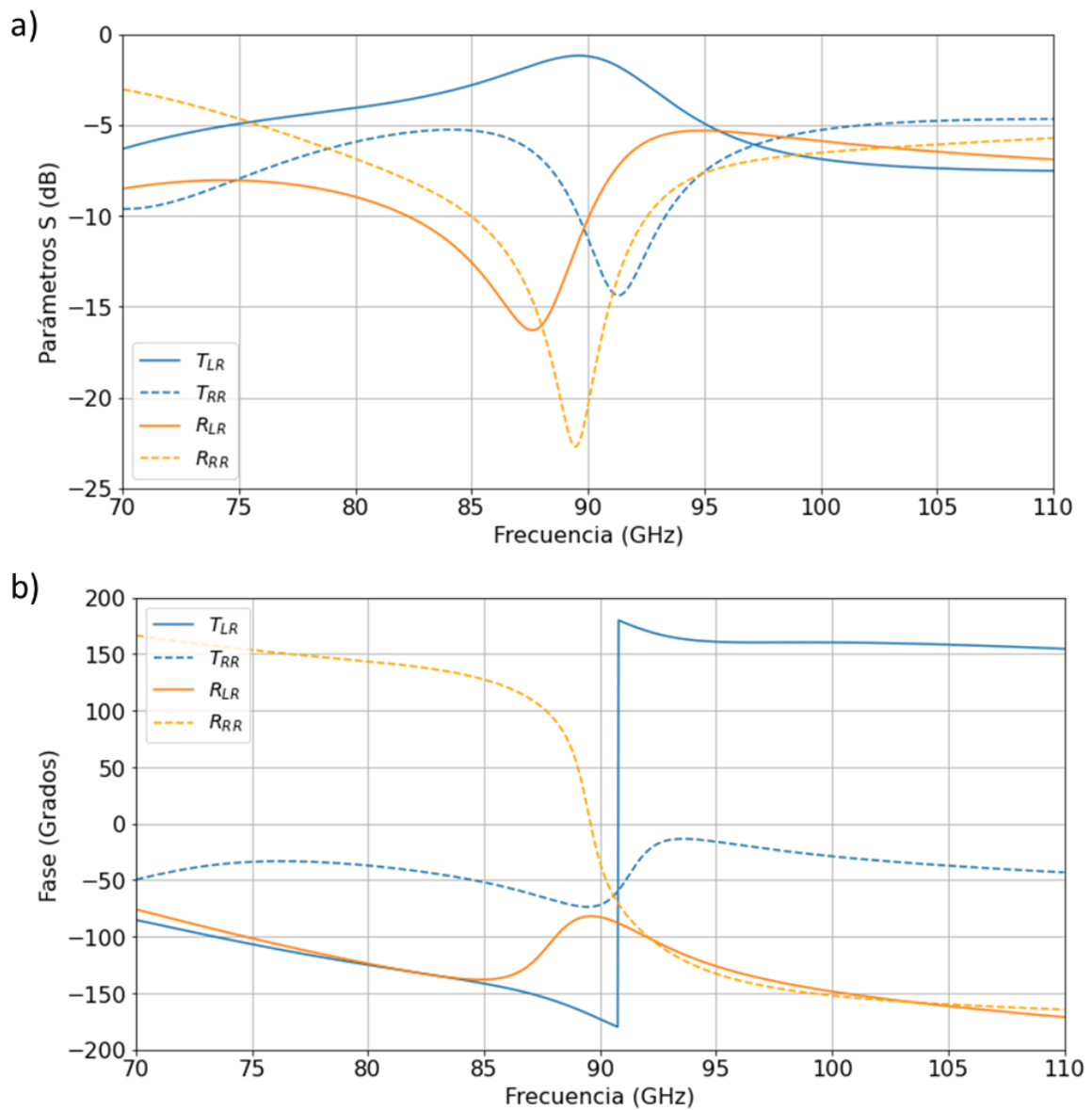


Figura 3.2.2. Coeficientes de transmisión y de reflexión para la celda unidad. Componentes crosspolares en líneas continuas y componentes copolares en líneas discontinuas. **a)** se muestra la magnitud de los distintos parámetros. **b)** se muestran los valores de las fases a lo largo de todo el eje de frecuencias.

El coeficiente T_{LR} es el parámetro que va a presentar la fase PB dependiendo del ángulo de rotación θ . Por tanto, el objetivo es maximizar su magnitud para tener la mayor eficiencia posible. Hace referencia al coeficiente de transmisión cuando se incide por el puerto de entrada con una polarización RCP y se obtiene a la salida la componente crosspolar, LCP. Su fase irá variando in función del valor que se le dé al ángulo de rotación y con la que se diseñará el perfil de fase. En cuanto a la magnitud, se ha diseñado para que sea lo mayor posible para la frecuencia de diseño. En cambio, para la salida de la componente copolar (T_{RR}) la fase también cambia según los valores de θ aunque en menor medida y sin seguir el patrón de T_{LR} . La magnitud debe ser lo menor posible.

En cuanto a los coeficientes de reflexión se producirán fenómenos similares. En el R_{LR} el objetivo es tener el menor valor posible a la entrada y se observa como este está casi 15 dB por debajo del coeficiente de transmisión T_{LR} . La fase también irá variando conforme lo haga θ ya que tiene el cambio de polarización provocado por el comportamiento de la celda unidad. El último coeficiente T_{RR} muestra la adaptación que se tiene en el ‘puerto’ de entrada.

3.2.2. Perfil de fase

Para la obtención del perfil de fase se han realizado las simulaciones para obtener los datos de la fase del parámetro T_{LR} ya que, como se ha explicado en el apartado anterior, es el que se va a presentar la fase PB. Se ha variado el ángulo de rotación de 0° a 180° con pasos de 1° para obtener la resolución necesaria. Una vez obtenidos estos datos se seleccionan solo los correspondientes a 87 GHz. Se observa el resultado en la figura 3.2.3 donde se compara con la recta teórica correspondiente a $\varphi = 2\theta$.

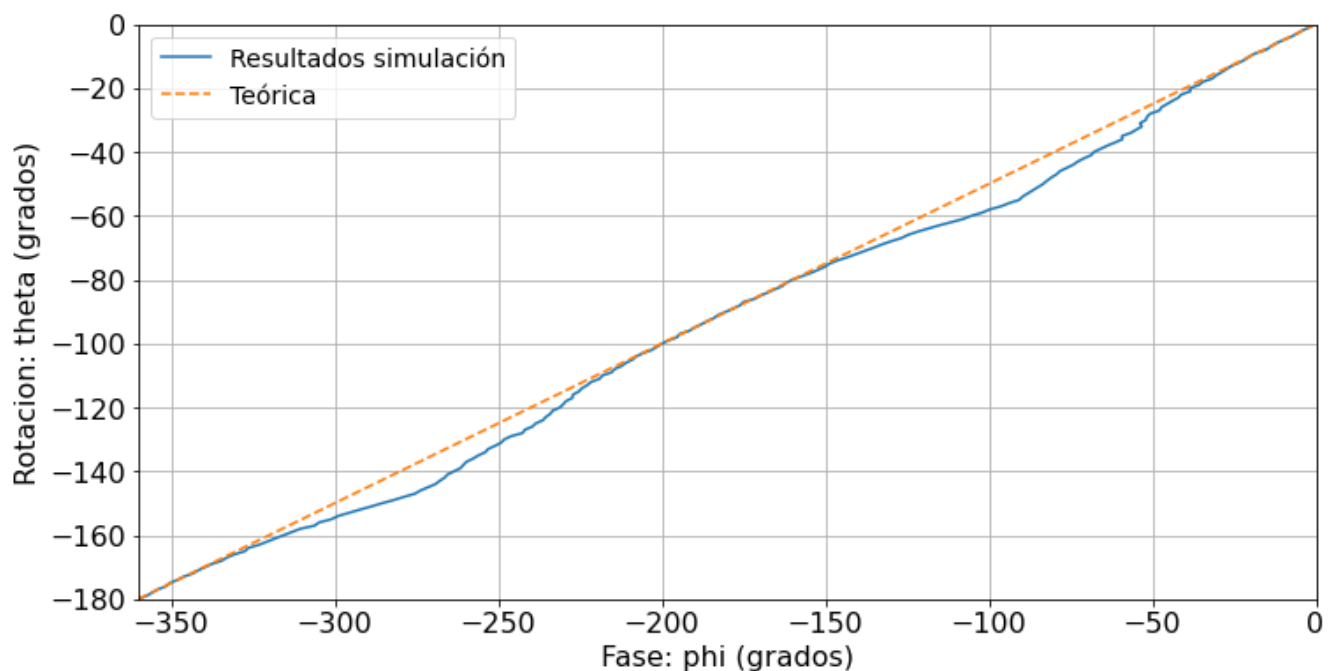


Figura 3.2.3. Obtención de los resultados del perfil de fase de la celda unidad en función el ángulo de rotación θ a la frecuencia de trabajo 87 GHz.

Los resultados no son exactamente iguales a los teóricos por lo que en la práctica hay que incluir una corrección de fase a la hora de realizar el diseño. En las siguientes figuras 3.2.4 se muestran los contour plot tanto para la magnitud como para la fase en función del ángulo de rotación no solo para la frecuencia de diseño sino a lo largo del rango de frecuencias de la banda de 70 a 110 GHz.

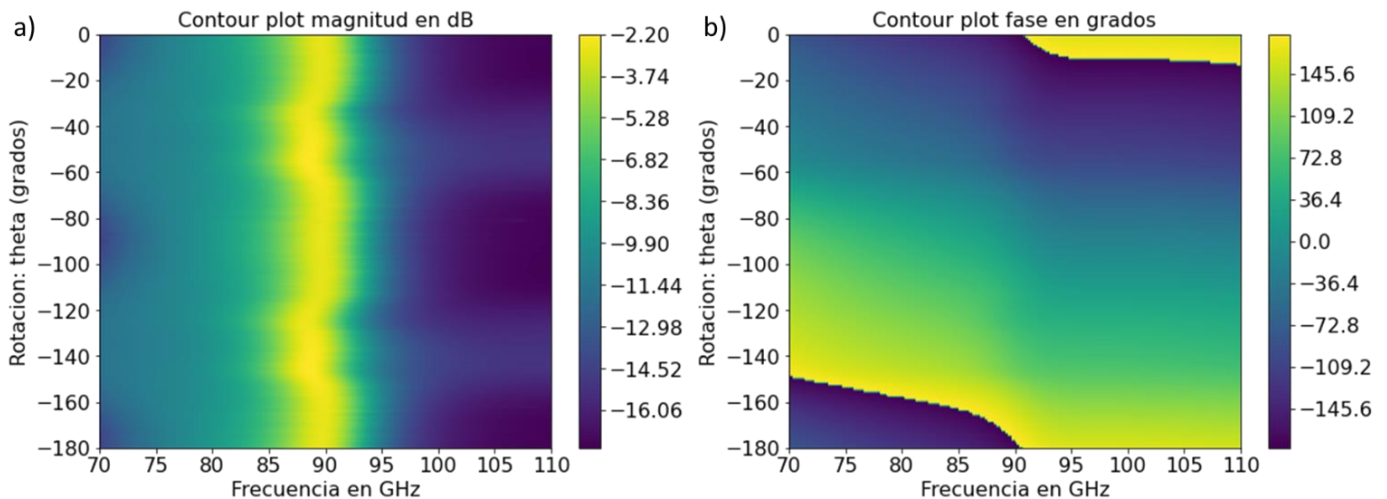


Figura 3.2.4. **a)** contour plot de la magnitud para el coeficiente de transmisión T_{LR} a lo largo de la banda de frecuencias en función de θ . **b)** contour plot de la fase del coeficiente de transmisión T_{LR} a lo largo de toda la banda de frecuencias en función de θ .

Se puede observar cómo existe un pico de magnitud a la frecuencia de diseño 87 GHz para todos los valores de θ . En cuanto a la fase a esa misma frecuencia se obtienen los distintos valores que corresponden al perfil de fase obtenido en la figura 3.2.3.

3.3. Sistemas metalente-antena

En la etapa final del proyecto se realiza el acoplo de la antena DHG diseñada para una frecuencia de trabajo de 87 GHz con la metalente PB. Para ello, la antena debe colocarse en el foco de la metalente, a 67.25mm de distancia focal. Tras simular el sistema se obtiene los resultados de la figura 3.2.5.

Se observan los resultados obtenidos tras el acoplo en función de los principales parámetros de estudio: ganancia, axial ratio y S_{11} . La principal mejora que se obtiene es en cuanto a la ganancia ya que se consigue un aumento de aproximadamente 20 dB a la frecuencia de trabajo, aunque existe mejora a lo largo de prácticamente toda la banda de frecuencias.

En términos de axial ratio se mantiene por debajo de 2 dB en toda la banda consiguiendo estar por debajo de 0.5 dB a 87 GHz. También se puede comprobar que existe una buena adaptación

ya que el parámetro S_{11} , sigue estando por debajo de -10 dB, aunque haya empeorado respecto a los valores del apartado 3.1.3.

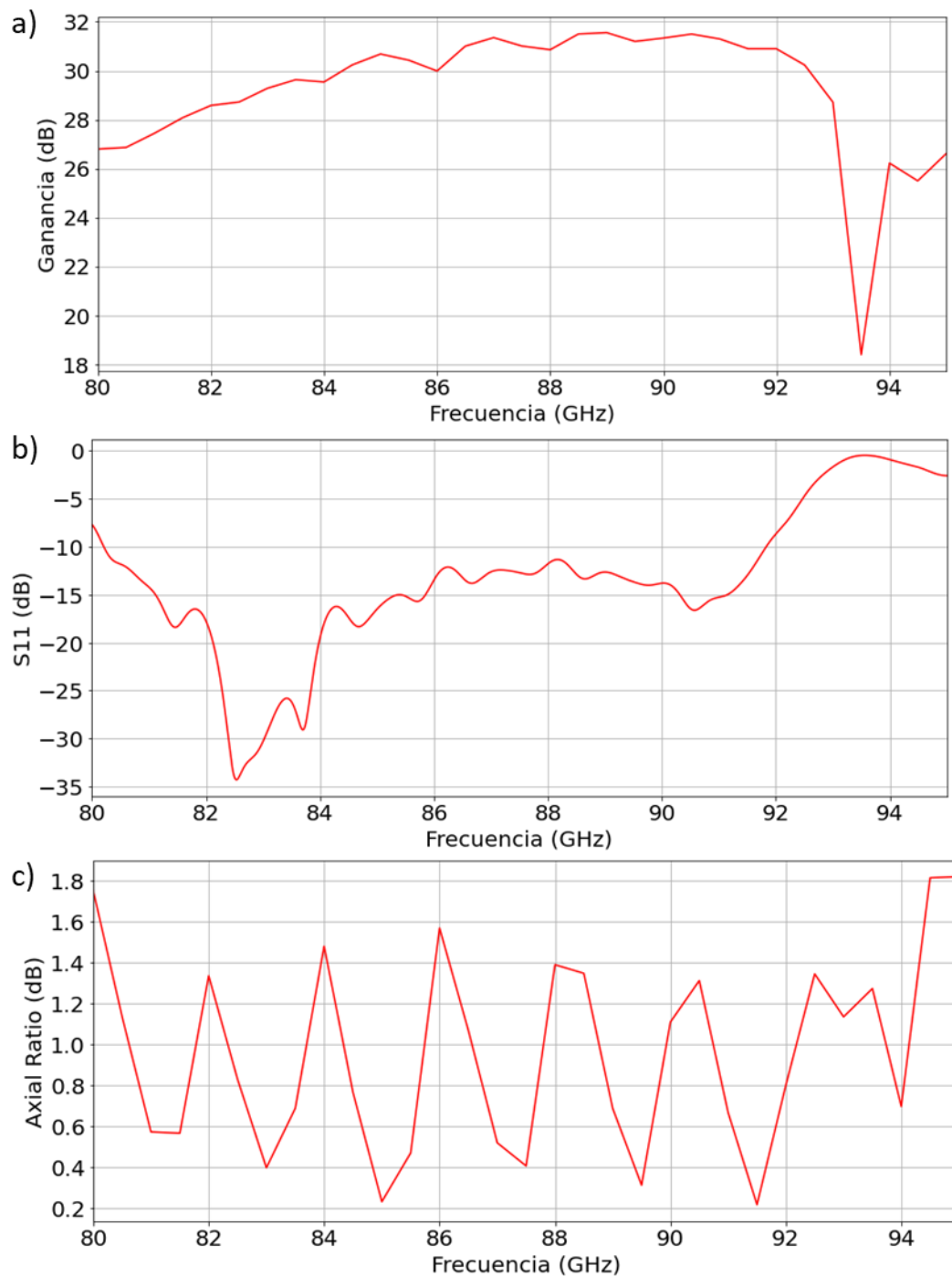


Figura 3.2.5. Resultados obtenidos tras la simulación del sistema formado por la metalente PB y la antena DHG. a) Ganancia cuyo aumento es de 20 dB aproximadamente a la frecuencia de diseño. b) Adaptación que obtiene para la banda de frecuencias. c) Axial ratio obtenido tras el acoplo en el que sigue habiendo polarización circular para toda la banda de frecuencias.

En la siguiente figura (3.2.6) se observan dos cortes de los diagramas de radiación para $\Phi=0^\circ$ y $\Phi=90^\circ$ para la frecuencia 87 GHz. Se observa como en este caso el lóbulo principal tiene una

directividad mucho mayor (ver figura 3.1.13) llegando a los 31.5 dBi en ambos casos. En este caso, dado que la metalente provoca la conversión de polarización, la componente copolar tendrá LCP y la crosspolar RCP.

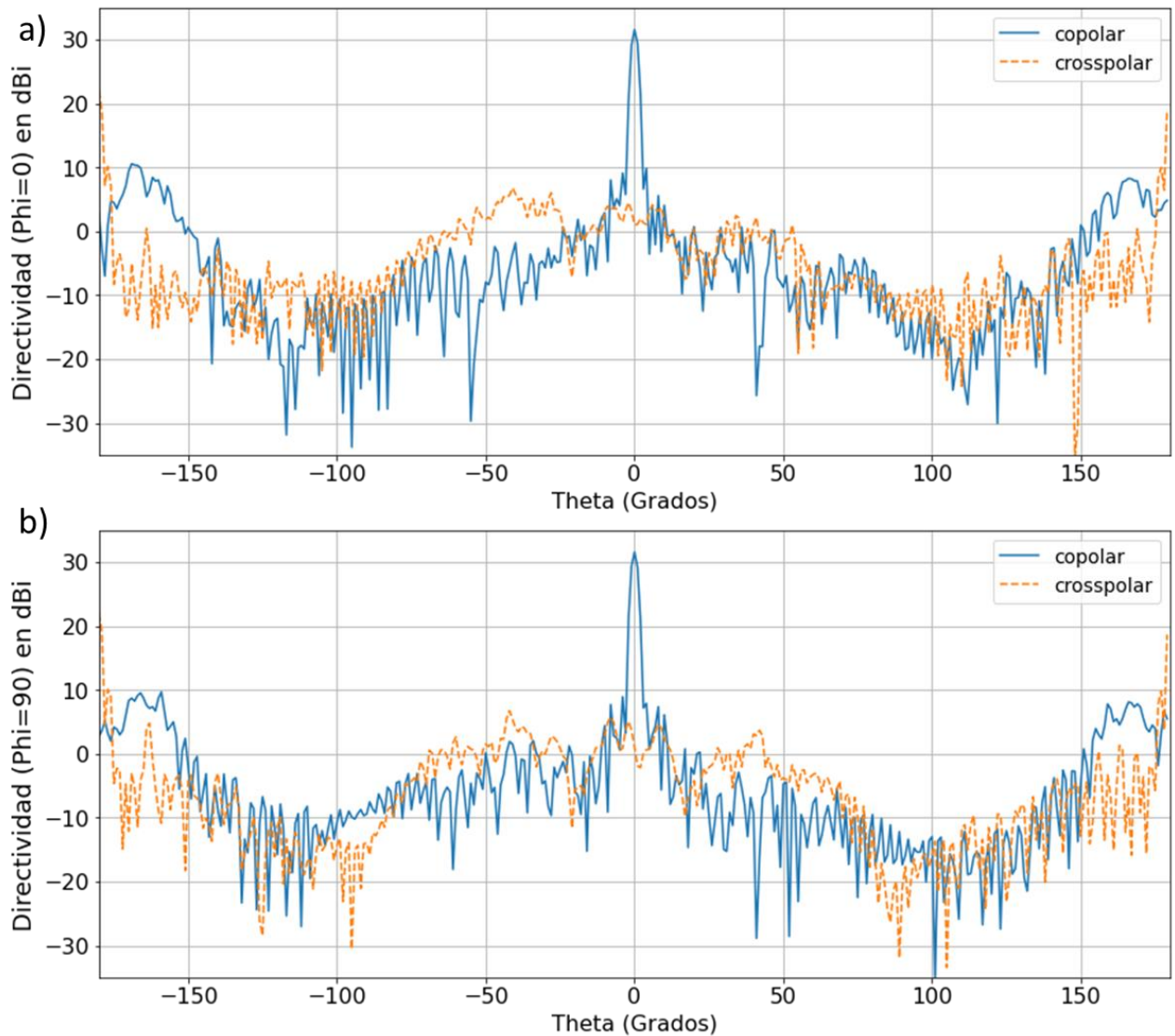


Figura 3.2.6. Diagramas radiación donde se muestran componentes copolares y crosspolares. a) corte para $\varphi = 0^\circ$ y θ variable. b) corte para $\varphi = 90^\circ$ y θ variable.

Esto confirma el éxito del acoplo ya que se han conseguido mejorar las prestaciones de la antena considerablemente.

En la figura 3.2.7 se observa la intensidad del campo eléctrico del sistema simulado. La antena está radiando con polarización circular a derechas. Conforme las ondas se alejan de la antena pierden intensidad. Estas llegan a la metalente donde gracias a su diseño sufren una conversión de polarización y un aumento de intensidad. Se consigue una eficiencia de apertura de 17.18%.

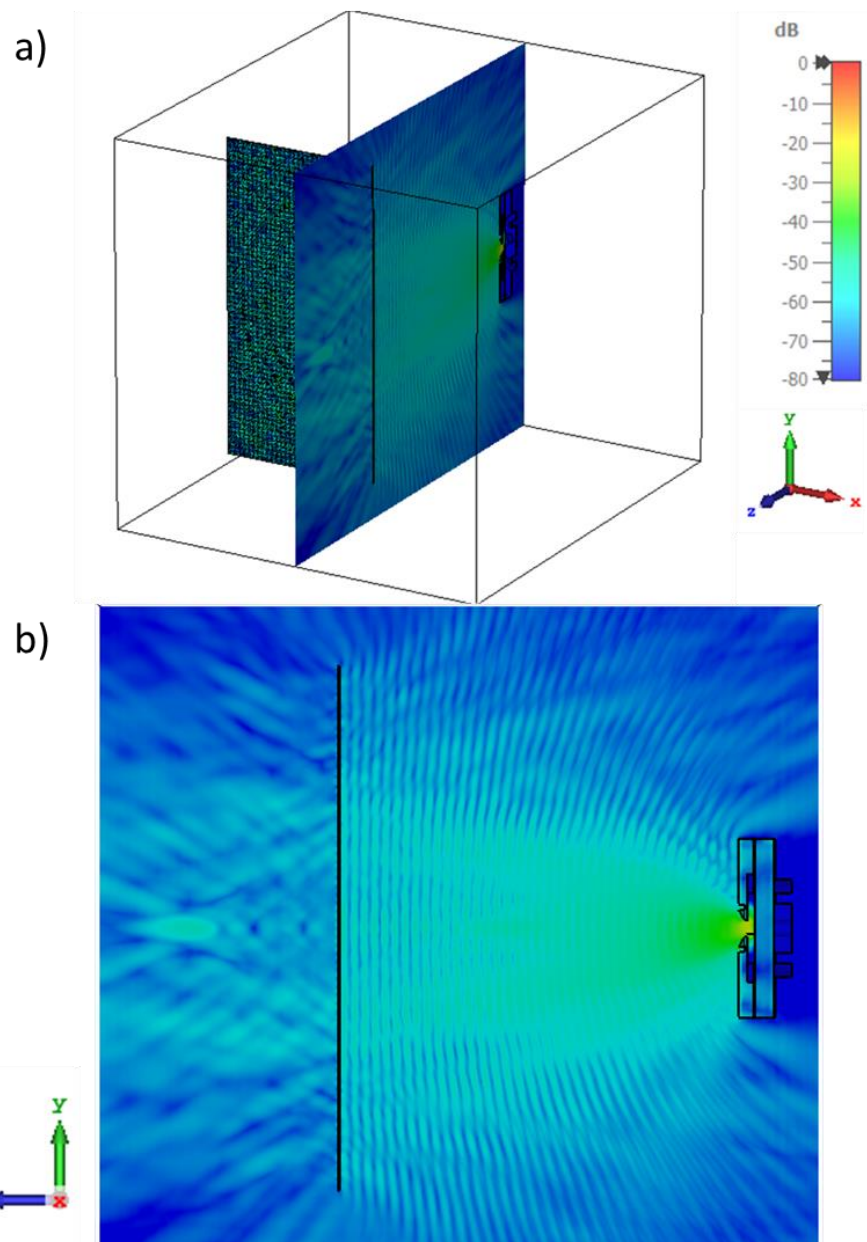


Figura 3.2.7. Intensidad del campo eléctrico simulado. **a)** Representación sistema antena +metalente. **b)** Corte plano zy donde se ve la intensidad campo eléctrico.

4. CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES

En este proyecto se ha comprobado el buen funcionamiento del sistema compuesto por una meta-antena con polarización circular y tecnología RGW y una metalente PB. Gracias a este acoplo se mejoran las prestaciones de la antena aumentando en más de 20 dB la ganancia a la frecuencia de trabajo 87 GHz y manteniendo una buena polarización y adaptación a lo largo de la banda de 80 a 95 GHz.

Para ello se ha realizado un rediseño de los tres modelos de antena D, DH y DHG para que su frecuencia de trabajo pase de 64 a 87 GHz. Se demuestra que esto es posible modificando el tamaño de los componentes y ajustando la posición de los pines. Se obtienen una buena adaptación en el que en el peor de los casos se consigue para un 13.58% de ancho de banda respecto a la frecuencia de trabajo. En cuanto a la polarización, el axial ratio se mantiene por debajo de 3 dB para un ancho de banda de 12.28% manteniéndose por debajo de 1 dB para los tres modelos a la frecuencia de diseño. La ganancia mejora conforme la cavidad de los modelos va aumentando de complejidad llegando a unos valores de 6.98 dB, 9.46 dB y 11.18 dB respectivamente.

También se ha demostrado que es posible diseñar el perfil de fase de una onda incidente sobre una metalente PB. Para ello, se ha estudiado el funcionamiento de la celda unidad que la compone en el que se ve el efecto que esta tiene sobre las ondas incidentes.

5. CAPÍTULO 5: LINEAS FUTURAS

Posibles líneas futuras:

- Rediseño de la metalente PB para que trabaje a la frecuencia de las antenas. 64 GHz
- Medir el sistema compuesto por la antena y la metalente.
- Obtener el perfil de fase de la antena. Aplicar la corrección de fase necesaria a la metalente para obtener una respuesta más eficiente para la antena.
- Diseñar la metalente usando cristal líquido para conseguir lograr una metasuperficie dinámica.

6. ANEXOS

6.1. Conceptos básicos antenas

En este apartado se van a explicar varios conceptos básicos sobre antenas que se utilizan a lo largo de todo el documento y que son fundamentales para su desarrollo.

6.1.1. Polarización circular y Axial Ratio

A la hora de analizar la radiación de una antena, existe para cada punto del espacio un vector campo E o H en función de la posición y el tiempo. La polarización, nos indica la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo. Por tanto, la polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada en esa dirección que si no se especifica se toma la de máxima ganancia. Esta polarización varía con la dirección desde el centro de la antena por lo que habrá distintos valores de polarización a lo largo del diagrama para una misma antena.

Se puede clasificar la polarización en diferentes tipos: linear, circular o elíptica. Si la figura descrita es un segmento se clasifica dentro del primer tipo, lineal y si es un círculo se dirá que la onda tiene polarización circular. La polarización elíptica es cuando no se tienen ninguno de los dos casos anteriores. Podríamos denominar la polarización lineal y circular como dos casos específicos dentro de la polarización elíptica ya que es la más común. Existe un cuarto caso, la luz no polarizada en la que la vibración del campo eléctrico se produce en todos los planos de una manera estocástica. Un ejemplo es la luz natural.

A la hora de poder determinar el tipo de polarización se necesita expresar el campo eléctrico radiado en función de sus componentes x e y . La siguiente expresión corresponde a una propagación del campo en la dirección del eje $+z$ en coordenadas cartesianas.

$$\vec{E}(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (6.1.1)$$

$$E_x(z, t) = \text{Re}[E_{x0} \cdot e^{j(\omega t - kz + \phi_x)}] = E_{x0} \cdot \cos(\omega t - kt + \phi_x) \quad (6.1.3)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}[E_{y0} \cdot e^{j(\omega t - kz + \phi_y)}] = E_{y0} \cdot \cos(\omega t - kt + \phi_y) \quad (6.1.4)$$

donde k es el número de onda $k = 2\pi/\lambda$

Por tanto, el tipo de polarización dependerá de la relación entre las magnitudes E_{x0} y E_{y0} y las fases ϕ_x y ϕ_y de las dos componentes.

En cuanto a la polarización circular, que es la que nos interesa en este proyecto, solo es posible si las magnitudes de las componentes x e y son iguales y tienen una diferencia de fase de $n \frac{\pi}{2}$ siendo n un número entero impar. Es decir:

$$E_{x0} = E_{y0} \quad (6.1.5)$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n \frac{\pi}{2} \quad (6.1.6)$$

Donde según el sentido de giro desde el punto de vista de un observador que ve alejarse la onda podemos clasificar la rotación de la siguiente manera:

- A derechas si la rotación es en el sentido de las agujas del reloj, denominada CW (clockwise) o RHCP (right-handed circular polarization)

$$\Delta\phi = -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi \quad (6.1.7)$$

- A izquierdas si la rotación es en el sentido contrario al de las agujas del reloj, denominada CCW (counterclockwise) o LHCP (left-handed circular polarization)

$$\Delta\phi = +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi \quad (6.1.8)$$

La Relación Axial o Axial Ratio indica la pureza de la polarización. Expresa la relación entre los ejes mayor y menor de la figura 6.1 que describe la polarización.

$$AR = \frac{\text{Eje mayor}}{\text{Eje menor}} = \frac{OA}{OB} \quad (6.1.9)$$

$$AR(dB) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{OA}{OB} \right) \quad (6.1.10)$$

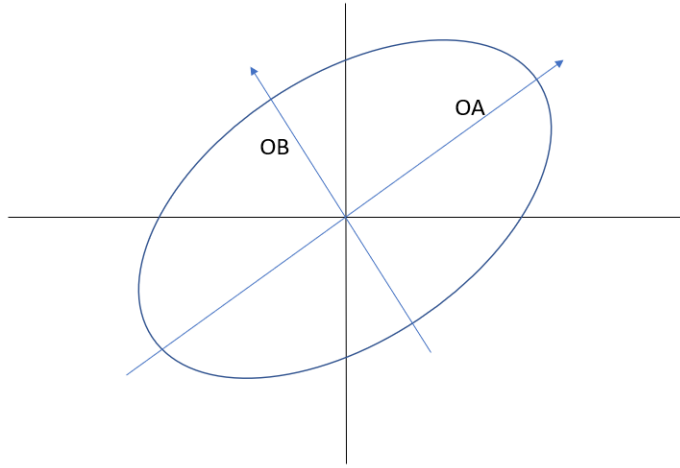


Figura 6.1. Elipse de polarización donde se pueden ver el eje mayor OA y el eje menor OB.

Si $AR = 1$ se tiene polarización circular y en caso de tener $AR = \infty$ es polarización lineal. En el resto de los casos se denomina polarización elíptica.

A la hora de estudiar la polarización de una antena también es útil hablar de las componentes copolar y crosspolar. La primera se refiere a la componente para la que se ha diseñado la antena y la segunda es la componente no deseada. Cuanto mayor sea la componente copolar respecto a la crosspolar mayor será la pureza de polarización de una antena. Esto hace que pueda haber distintos canales en un sistema constituido por distintas antenas sin que haya interferencias entre ellos.

Una manera de medir esta diferencia es mediante la discriminación de polarización cruzada:

$$D_{XPC}(dB) = 20 \cdot \log_{10}(|E_{CPC}(\theta, \phi)|/|E_{XPC}(\theta, \phi)|) \quad (6.1.10)$$

Donde $E_{CPC}(\theta, \phi)$ es la componente copolar y $E_{XPC}(\theta, \phi)$ la componente crosspolar. Además, podemos relacionarla con el Axial Ratio de la siguiente manera:

$$D_{XPC} = \frac{AR + 1}{AR - 1} \quad (6.1.11)$$

6.1.2. Ganancia

Se define la ganancia de una antena, en una dirección dada como 'la relación entre la intensidad de radiación en una dirección del espacio y la intensidad de potencia que se tendría si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente. La intensidad de radiación correspondiente con la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada por la

antena dividida entre $4\pi'$ [16]. Si no se especifica dirección se entiende que es la de máxima ganancia.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[\frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} 4\pi \right] \text{ (adimensional)} \quad (6.1.12)$$

siendo la intensidad de radiación:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \text{ (W)} \quad (6.1.14)$$

donde r es la distancia, η es la impedancia intrínseca del medio, $E(r, \theta, \phi)$ es la intensidad del campo eléctrico en campo lejano de la antena.

Siendo la potencia radiada:

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \text{ (W)} \quad (6.1.15)$$

donde e_{cd} es la eficiencia de radiación de la antena y P_{in} es la potencia total de entrada.

Según el IEEE se denomina *realized gain* (G_{re}) a la ganancia de una antena menos las pérdidas debidas a la desadaptación entre la impedancia de entrada de la antena y una impedancia específica [17]. Por tanto, esta ganancia será algo menor que la especificada en el párrafo anterior, aunque no tiene en cuenta las pérdidas debidas al posible desajuste de polarización entre dos antenas.

$$G_{re}(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|)^2 G(\theta, \phi) \quad (6.1.16)$$

donde Γ es el coeficiente de reflexión.

6.1.3. Parámetros S

La matriz de Scattering es una herramienta matemática que nos permite tener una descripción completa de una red de N puertos. Relaciona las ondas de voltaje reflejadas con las ondas incidentes en cada puerto. Los parámetros de esta matriz pueden ser calculados mediante técnicas de análisis de redes o medidos con un analizador de redes dependiendo del componente o circuito del que se requiera.

Para definir una matriz de Scattering o matriz S genérica para una red de N puertos se va a considerar V_n^+ como la onda de voltaje incidente en el puerto n y V_n^- como la onda de voltaje reflejada en el puerto n . La relación entre estos dos parámetros se define de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (6.1.17)$$

Es decir, en términos generales tenemos $[V^-] = [S] \cdot [V^+]$ y para definir un elemento de la matriz S:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (6.1.18)$$

Es el cociente entre la onda reflejada (o de salida) V_i^- en el puerto i y la onda de voltaje incidente V_j^+ con la que se alimenta el puerto j cuando todos los puertos están adaptados salvo el j . Algunas propiedades que podemos determinar con estos parámetros son:

- Red pasiva si $|S_{ij}| \leq 1$
- Red pasiva y sin pérdidas si $[S]^t [S]^* = [U]$ donde U es la matriz unitaria
- Red recíproca si $S_{ij} = S_{ji}$

Para el análisis de las antenas de este trabajo, el parámetro que más nos va a interesar analizar es el S_{11} ya que nos indica el coeficiente de reflexión en el puerto de la antena. El cociente entre la onda reflejada e incidente en ese mismo puerto (coeficiente de reflexión Γ). Cuanto menor sea este parámetro mejor será la adaptación. Se considerará que el puerto está adaptado cuando $S_{11} < -10\text{dB}$. A continuación, se muestran dos ejemplos realizados con CST, una antena parche (red de 1 puerto) y un acoplador direccional 'Magic-T' (red de 4 puertos). Tras simular ambos proyectos obtenemos sus parámetros S.

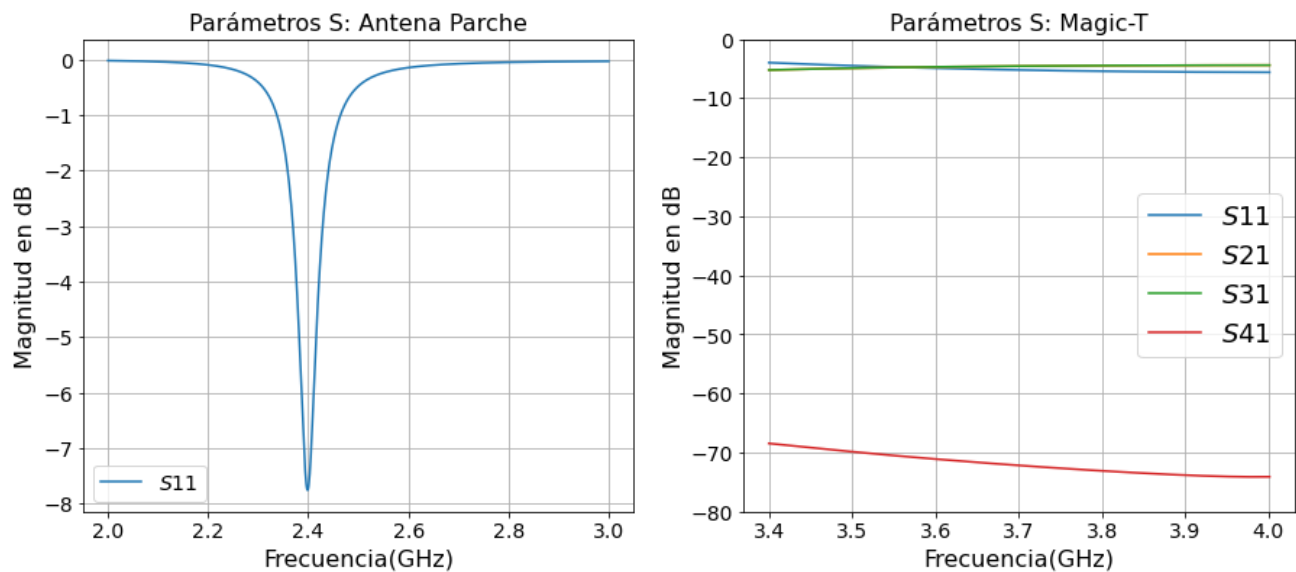


Figura 6.2. A la derecha la gráfica de los resultados de los parámetros S tras la simulación de la antena parche. Se puede ver como la frecuencia de trabajo está a 2.4 GHz. A la izquierda los resultados de los parámetros S tras la simulación del acoplador direccional Magic-T.

En la figura 6.2 correspondiente a la antena parche se ve cómo al ser una red de tan solo un puerto tenemos un solo parámetro S, el S_{11} . Indica la potencia que es reflejada en el puerto de alimentación a dentro del rango de frecuencias. A 2.4 GHz se establece su mínimo, a esa frecuencia es a la que se radia (o absorbe) la mayor parte de la potencia por lo que es la frecuencia de trabajo de la antena. Conforme la frecuencia se aleja de este valor la magnitud crece hasta aproximarse a 0 dB lo que significa que no se radia nada ya que toda la potencia incidente es reflejada.

También, se ven representados cuatro de los parámetros S de una red de 4 puertos. En este caso es un híbrido de 180° en guía de onda rectangular en la que se ha excitado el puerto 1. Con los parámetros S_{11} , S_{21} , S_{31} y S_{41} se puede ver cómo afecta esta excitación al resto de puertos. Se pueden sacar varias conclusiones en cuanto a su funcionamiento. En el puerto 4 apenas hay transmisión por lo que tenemos el puerto aislado. Los puertos 2 y 3 tienen exactamente la misma respuesta por lo que tenemos el mismo acoplo. En el puerto 1 vemos que los valores están en torno a -5 dB lo que significa que el dispositivo no tiene una buena adaptación.

6.2. Estructuras periódicas

Las estructuras periódicas están compuestas por una celda unidad que se repite un número infinito o finito de veces. Existen estructuras periódicas de una, dos o tres dimensiones, aunque en este apartado se va a profundizar en las de una dimensión ya que es un modelo más simple y el que nos interesa para entender las metasuperficies. Para modelar su comportamiento se utiliza la herramienta matemática conocida como Teorema de Floquet. Aplicando este teorema se puede llegar a una expansión de Fourier [18] que dará lugar a los armónicos espaciales y para poder hallar la solución electromagnética se les aplica las condiciones de contorno.

En este caso, se considera el ejemplo concreto de una línea de transmisión formada por dos láminas paralelas con cavidades de forma rectangular extendidas periódicamente a lo largo del eje z de una de ellas como podemos ver en la figura.

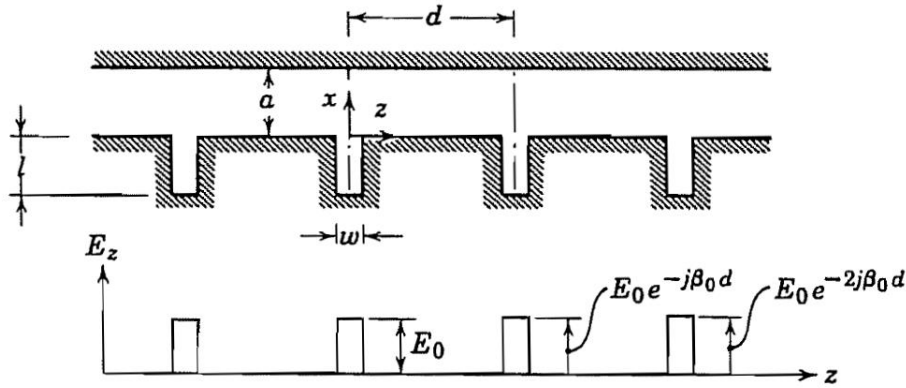


Figura 6.3. Esquema del modelo expuesto formado por una línea de transmisión con cavidades periódicas y representación idealizada de E_z a lo largo de la placa inferior.

Si estas cavidades son relativamente estrechas, actúan sobre las ondas cuya corriente van en la misma dirección como si se toparan con pequeñas líneas de transmisión. Esto provoca que se excite una componente del campo eléctrico paralela eje z y otra de campo magnético paralela al eje x cuando $x=0$ a lo largo de la anchura de la cavidad. Por tanto, se están generando campos de forma periódica a lo largo del eje z con misma magnitud, pero diferencias de fase. Esta fase viene determinada por el desplazamiento a lo largo de z ya que afecta al término de fase $e^{-j\beta_0 d}$ donde d es la distancia de separación entre las cavidades (periodo).

Para que esta aproximación sea correcta según las condiciones de contorno expuestas para $x = 0$ se deben incluir las soluciones de las ecuaciones de Maxwell que no quedan verificadas con una única solución. Se van a considerar únicamente ondas con campo eléctrico E_x y E_z y campo magnético H_y y $\frac{\partial}{\partial y} = 0$. De esta manera, se puede hallar un conjunto de soluciones de las ecuaciones de Maxwell que satisfacen la condición $E_z = 0$ en $x = a$ como una suma de modos TM (que incluyen el modo TEM si también se considera $n = 0$). Se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$E_z(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \sin k_n(a - x) e^{-j\beta_n z} \quad (6.2.1)$$

$$E_x(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{j\beta_n}{k_n} A_n \cos k_n(a - x) e^{-j\beta_n z} \quad (6.2.2)$$

$$H_y(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{j\omega\epsilon}{k_n} A_n \cos k_n(a - x) e^{-j\beta_n z} \quad (6.2.3)$$

Donde:

$$k_n^2 = \omega^2 \mu \epsilon - \beta_n^2 = k^2 - \beta_n^2 \quad (6.2.4)$$

Si se expresa la función periódica que se muestra en la figura 6.3 como una serie de Fourier:

$$E_z(0, z) = e^{-j\beta_0 z} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-\left(\frac{j2\pi n z}{d}\right)} \quad (6.2.5)$$

$$C_n = \frac{1}{d} \int_{-d/2}^{d/2} E_z(0, z) e^{j\beta_0 z} e^{\left(\frac{j2\pi n z}{d}\right)} dz = \frac{1}{d} \int_{-w/2}^{w/2} E_0 e^{\left(\frac{j2\pi n z}{d}\right)} dz = \frac{E_0}{\pi n} \text{sen} \left(\frac{n\pi w}{d} \right) \quad (6.2.6)$$

De esta manera, si en la ecuación 6.2.1 se sustituye $x = 0$:

$$E_z(0, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \text{sen} k_n (a - 0) e^{-j\beta_n z} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \text{sen} k_n a e^{-j\beta_n z} \quad (6.2.7)$$

Se igualan 6.2.5 y 6.2.7 y se obtiene:

$$\beta_n = \frac{-jz(\beta_0 + 2\pi n/d)}{-jz} = \beta_0 + 2\pi n/d \quad (6.2.8)$$

$$A_n = \frac{C_n e^{-jz(\beta_0 + 2\pi n/d)}}{\text{sen} k_n a e^{-j\beta_n z}} = \frac{C_n e^{-jz(\beta_0 + 2\pi n/d)}}{\text{sen} k_n a e^{-j(\beta_0 + 2\pi n/d)z}} = \frac{C_n}{\text{sen} k_n a} \quad (6.2.9)$$

Así se determina la solución de onda para la aproximación de la línea de transmisión con cavidades periódicas. Realmente se refiere a los armónicos espaciales y no a los modos TM convencionales ya que estos son dependientes unos de otros debido a las condiciones de contorno expuestas. Esto se ve reflejado en 6.2.8 ya que demuestra cómo el valor de un armónico espacial determina el valor de los demás. Es decir, no existen de manera independiente, sino que son parte de una misma solución. También, se puede ver cómo la amplitud de los armónicos decae a medida que n crece, es decir que se alejan del armónico $n = 0$. Por tanto, aunque haya un número infinito de soluciones solo habrá un número finito de armónicos espaciales significativos.

Se debe tener en cuenta que la propagación también es posible en el sentido contrario, lo que provoca un cambio de signo resultando $-\beta_n$. Quiere decir que la velocidad de grupo y la velocidad de fase van en la dirección contraria que para β_n . Si se combinan ambas opciones se puede obtener el diagrama de la figura 6.4 [19]

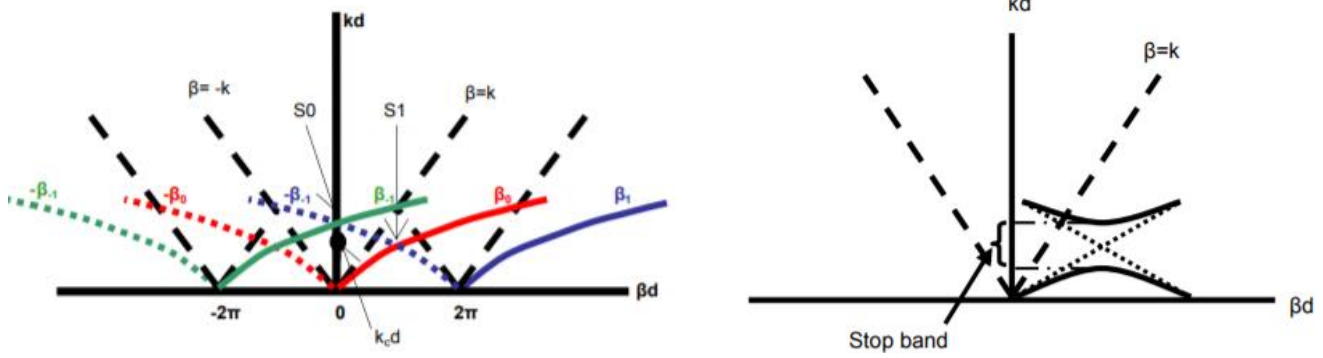


Figura 6.4. Diagramas normalizados para un periodo d . A la izquierda se representan los armónicos espaciales. Líneas sólidas para sentido positivo y líneas discontinuas para sentido negativo. A la derecha podemos ver como el cruce de dos armónicos provocan la 'stop band'.

El punto $S1$ es donde se cruzan las curvas de $-\beta_1$ y β_0 . En ese punto ambos modos se acoplan dando lugar a la 'Stop band' que se puede ver en la figura. Esto provoca que no puede haber propagación en esa zona. La distribución de los armónicos y por tanto de esta banda dependerá de la configuración de la estructura periódica.

7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. Perez-Quintana, A. E. Torres-Garcia, I. Ederra, and M. Beruete, "Compact groove diamond antenna in gap waveguide technology with broadband circular polarization at millimeter waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 8, pp. 5778–5783, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2996364.
- [2] A. Moreno-Peñarrubia, J. Teniente, S. Kuznetsov, B. Orazbayev, and M. Beruete, "Ultrathin and high-efficiency Pancharatnam – Berry phase metalens for millimeter waves," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 118, no. 22, p. 221105, 2021, doi: 10.1063/5.0048907.
- [3] "5G technology and networks," *www.thalesgroup.com*, 2021. <https://www.thalesgroup.com/en/markets/digital-identity-and-security/mobile/inspired/5G>.
- [4] "What is 5G _Some basic information on the network of the future.pdf." <https://www.telekom.com/en/company/details/what-is-5g-basic-information-on-the-network-of-the-future-542354>.
- [5] C. Sbeglia, "4 ways 5G is transforming the medical field," <https://www.rcrwireless.com/20200204/5g/4-ways-5g-is-transforming-medical-field>, 2020. .
- [6] A. Berenguer, V. Fusco, D. E. Zelenchuk, D. Sánchez-Escuderos, M. Baquero-Escudero, and V. E. Boria-Esbert, "Propagation characteristics of groove gap waveguide below and above cutoff," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 1, pp. 27–36, 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2504501.
- [7] P. S. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," *Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2009, Proc.*, pp. 28–32, 2009.
- [8] Z. N. Chen, *Handbook of antenna technologies*, 1st ed. Springer Singapore, 2016.
- [9] E. Rajo-Iglesias, M. Ferrando-Rocher, and A. U. Zaman, "Gap waveguide technology for millimeter-wave antenna systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 7, pp. 14–20, 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700998.
- [10] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999, doi: 10.1109/22.798002.
- [11] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, 2000, [Online]. Available: <https://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&db=inh&AN=6695214&site=eds-live>.
- [12] R. S. Kshetrimayum, "A brief intro to metamaterials," *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 5, pp. 44–46, 2004, doi: 10.1109/MP.2005.1368916.
- [13] D. Schurig *et al.*, "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies," *Science*, vol. 314, no. 5801, pp. 977–980, 2006.
- [14] H.-H. Hsiao, C. Chu, and D. P. Tsai, "Fundamentals and Applications of Metasurfaces," *Small*

Methods, vol. 1, p. 1600064, Mar. 2017, doi: 10.1002/smt.201600064.

- [15] "CST STUDIO SUITE 2020 Help." CCST Studio Suite 2020%5CCOnline Help.
- [16] C. A. Balanis, "Chapter 2 Fundamental Parameters of Antennas," in *Antenna Theory: Analysis Design, Third Edition*, no. 3, 2005, p. 34.
- [17] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 6. 1983.
- [18] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*. John Wiley & Sons, 1965.
- [19] Itoh, Tatsuo. "*Periodic structures for microwave engineering*." MWE Microw. Workshop.2004.